Справочник по радиолокации

В 2 книгах

Книга 1

Под редакцией
Меррилла И. Сколника

Перевод с английского
под общей редакцией
д.т.н., проф. В.С. Вербы

ТЕХНОСФЕРА
Москва
2014

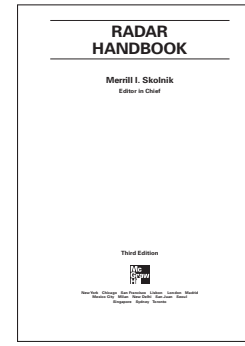
Издание осуществлено при поддержке открытого акционерного общества «Концерн радиостроения «Вега»

УДК 621.396.96
ББК 32.95
С74

С74 Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1

Москва: Техносфера, 2014. – 672 с., ISBN 978-5-94836-381-3

Это третье издание всемирно известного «Справочника по радиолокации». Радиолокационная техника как для гражданского применения, так и для военных целей продолжает развиваться в направлениях расширения области применения и совершенствовании технологии. Некоторые темы, отраженные в предыдущих изданиях справочника, которые представляют сейчас меньший интерес, были исключены из текущего издания.



Авторы глав, которые являются экспертами в своей предметной области, были ориентированы на читателей, хорошо осведомленных в общем предмете, и даже экспертов в некоторой другой предметной области радиолокации, но не обязательно хорошо разбирающихся в предмете главы, которую писал автор.

Значимость справочника – результат усердия и экспертного мнения авторов, которые потратили свое время, знания и опыт, чтобы сделать это руководство полезной книгой для инженеров-локационщиков и ключевых людей, участвующих в разработке, производстве и эксплуатации радиолокационных систем.

УДК 621.396.96
ББК 32.95

Copyright © 2008 by The McGraw-Hill Companies. All rights reserved.
© 2014, ЗАО «РИЦ «ТЕХНОСФЕРА», перевод, оригинал-макет, оформление

ISBN 978-5-94836-381-3
ISBN 978-0-07-148547-0 (англ.)

СОДЕРЖАНИЕ

О главном редакторе 7
Авторы книги 8
Предисловие редактора перевода 9
Предисловие 11

Глава 1. Введение и краткий обзор принципов радиолокации 13
1.1. Кратко о радиолокации и радиолокаторах 13
1.2. Типы радиолокаторов 17
1.3. Информация, извлекаемая с помощью радиолокаторов 20
1.4. Уравнение дальности действия радиолокатора 23
1.5. Диапазоны рабочих частот и их буквенные обозначения 26
1.6. Влияние рабочей частоты радиолокатора на его характеристики 27
1.7. Номенклатура радиолокаторов США 31
1.8. Основные достижения радиолокации в XX веке 33
1.9. Применения радиолокации 34
1.10. Концептуальный подход к проектированию радиолокаторов 36
Литература 37

Глава 2. Радиолокационные системы СДЦ 38
2.1. Предисловие 38
2.2. Введение в радиолокацию движущихся целей 40
2.3. Реакция фильтров подавления помех на сигналы движущихся целей 47
2.4. Характеристики пассивных помех 48
2.5. Термины и определения 57
2.6. Расчеты коэффициента улучшения 61
2.7. Оптимальное проектирование фильтров подавления помех 63
2.8. Проектирование фильтров для систем СДЦ 71
2.9. Проектирование фильтров для систем СДЦ метео-РЛС 85
2.10. Проектирование наборов доплеровских фильтров 90
2.11. Ухудшения характеристик, связанные с ограничениями в приемнике РЛС 98
2.12. Требования к стабильности параметров РЛС 105
2.13. Динамический диапазон и требования к аналого-цифровому преобразованию 117
2.14. Адаптивные системы СДЦ 120
2.15. Радиолокационные карты помеховой обстановки 123
2.16. Управление скоростной чувствительностью (УСЧ) 127
2.17. Факторы, влияющие на показатели эффективности РЛС СДЦ 131
Литература 140

Глава 3. Радиолокационные системы СДЦ воздушного базирования 143
3.1. Системы, в которых используются технологии СДЦ воздушного базирования 143
3.2. Размышления о зонах покрытия 144
3.3. Факторы, определяющие эксплуатационные качества бортовой РЛС с СДЦ 145

3.4. Воздействие движения платформы и ее высоты на работоспособность РЛС с СДЦ . . . 145
3.5. Компенсация движения платформы на пересекающихся курсах . . . 152
3.6. Компенсация движения при сканировании . . . 156
3.7. Одновременная компенсация движения платформы и сканирования . . . 158
3.8. Компенсация движения платформы, направление вперед . . . 162
3.9. Компенсация движения за счет пространственно-временной адаптации . . 164
3.10. Воздействие нескольких спектров . . . 171
3.11. Пример системы СДЦ в РЛС воздушного базирования . . . 173
Литература . . . 174

Глава 4. Импульсно-доплеровская радиолокационная станция . . . 175
4.1. Характеристики и применения . . . 175
4.2. Пассивные помехи импульсно-доплеровским РЛС . . . 189
4.3. Требования к динамическому диапазону и стабильности . . . 199
4.4. Раскрытие неоднозначности по дальности и по доплеровской частоте . . . 207
4.5. Проектирование режима и сигнала . . . 212
4.6. Анализ уравнения дальности РЛС . . . 215
Литература . . . 224

Глава 5. Многофункциональные РЛС для истребителей . . . 228
5.1. Введение . . . 228
5.2. Типичные боевые задачи и режимы . . . 239
5.3. Описание режимов и сигналов при решении задач «воздух — воздух» . . . 247
5.4. Описание режима «воздух — земля» и сигналов . . . 261
Литература . . . 278

Глава 6. Радиолокационные приемники . . . 282
6.1. Структурная схема радиолокационного приемника . . . 282
6.2. Соображения, касающиеся шума и динамического диапазона . . . 285
6.3. Соображения, касающиеся ширины полосы частот . . . 292
6.4. ВЧ-тракт приемника . . . 294
6.5. Гетеродины . . . 298
6.6. Регулировка усиления . . . 306
6.7. Фильтрация . . . 309
6.8. Ограничители . . . 314
6.9. Синфазно-квадратурные демодуляторы . . . 316
6.10. Аналого-цифровые преобразователи . . . 320
6.11. Цифровые приемники . . . 325
6.12. Дуплексный режим работы . . . 331
6.13. Формирование сигнала и повышающее преобразование частоты . . . 332
Литература . . . 336

Глава 7. Автоматическое обнаружение, сопровождение целей и объединение информации . . . 337
7.1. Введение . . . 337
7.2. Автоматическое обнаружение . . . 337
7.3. Автоматическое сопровождение целей . . . 357
7.4. Система РЛС . . . 383
7.5. Объединение неоднородных датчиков . . . 386
Литература . . . 390

Глава 8. РЛС со сжатием импульсов 394
8.1. Введение 394
8.2. Типы сложных сигналов 395
8.3. Факторы, влияющие на выбор систем сжатия импульсов 419
8.4. Реализация систем сжатия импульсов и примеры РЛС 420
Приложение 430
Литература 434

Глава 9. РЛС сопровождения 439
9.1. Введение 439
9.2. Моноимпульсные РЛС (одновременное формирование равносигнального направления) 441
9.3. Сканирование и пеленгация с использованием равносигнального метода 455
9.4. Следящие системы РЛС сопровождения 456
9.5. Обнаружение и захват цели, сопровождение по дальности 459
9.6. Специальные моноимпульсные технологии 464
9.7. Источники ошибки 466
9.8. Ошибки, вызванные целью (шум цели) 466
9.9. Другие внешние причины ошибки 478
9.10. Внутренние источники ошибки 481
9.11. Общие сведения об источниках ошибок 483
9.12. Технологии уменьшения ошибок 487
Литература 488

Глава 10. Радиолокационный передатчик 491
10.1. Введение 491
10.2. Усилители с линейным пучком 494
10.3. Магнетрон 503
10.4. Усилитель со скрещенными полями 505
10.5. Гиротроны 506
10.6. Контроль спектра передатчика 508
10.7. Лампы с сеточным управлением 510
10.8. Модуляторы 512
10.9. Какой источник СВЧ-мощности использовать? 514
Литература 517

Глава 11. Твердотельные передатчики 520
11.1. Введение 520
11.2. Преимущества твердотельных устройств 520
11.3. Твердотельные устройства 524
11.4. Проектирование полупроводниковых корпусированных передатчиков 537
11.5. Проектирование твердотельных передатчиков для фазированных антенных решеток 543
11.6. Примеры твердотельных систем 550
Литература 554

Глава 12. Зеркальные антенны 556
12.1. Введение 556
12.2. Основные принципы проектирования и параметры 557

12.3. Архитектуры зеркальных антенн 571
12.4. Облучатели зеркальных антенн 580
12.5. Анализ параметров и характеристик зеркальной антенны 586
12.6. Механические соображения при проектировании 591
Литература 597

Глава 13. Фазированные антенные решетки РЛС 600
13.1. Введение 600
13.2. Теоретические основы работы фазированных антенных решеток 608
13.3. Плоские решетки и управление лучом 613
13.4. Согласование и взаимные связи в фазированных антенных решетках . . . 617
13.5. Фазированные антенные решетки с низким уровнем боковых лепестков 625
13.6. Влияние ошибок квантования 631
13.7. Широкополосность фазированных антенных решеток 635
13.8. Системы питания (формирователи луча) 643
13.9. Фазовращатели 648
13.10. Твердотельные модули 650
13.11. Формирование многолучевой диаграммы направленности в режиме приема 652
13.12. Цифровое формирование луча 653
13.13. Формирование нуля диаграммы направленности на излучение 655
13.14. Калибровка возбужденных фазированных антенных решеток 657
13.15. Примеры фазированных антенных решеток 659
Литература 667

О ГЛАВНОМ РЕДАКТОРЕ

Меррилл Сколник работал руководителем радиолокационного отдела в научно-исследовательской лаборатории ВМС США более 30 лет. Перед этим он занимался радиолокационной тематикой в Линкольновской лаборатории Массачусетского технологического института, в Институте оборонных исследований и в исследовательском отделе компании Electronic Communications (США). Он является автором популярного руководства *Introduction to Radar Systems,* опубликованного издательством McGraw-Hill тремя изданиями (русский перевод первого издания — «*Введение в технику радиолокационных систем*», издательство «Мир», 1965), редактором книги *Radar Applications* издательства IEEE Press и бывшим редактором журнала *Proceedings of the IEEE* (русское издание — «*Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике*»). М. Сколнику присвоена докторская степень в области инженерных наук в университете имени Джона Хопкинса, где он ранее получил квалификации бакалавра и магистра по электротехнике. Он является членом американской Национальной академии инженерных наук, действительным членом (Fellow) IEEE и первым лауреатом почетной медали Д.Дж. Пикарда за достижения в области радиолокации, учрежденной IEEE.

АВТОРЫ КНИГИ

Джеймс Дж. Олтер, *научно-исследовательская лаборатория ВМС США (глава 25)*
Стюарт Дж. Андерсон, Австралийская организация оборонной науки и техники *(глава 20)*
У.Г. Бат, *лаборатория прикладной физики университета Джона Хопкинса (глава 7)*
Майкл Т. Борковский, *Raytheon Company (глава 11)*
Джефри О. Коулман, *научно-исследовательская лаборатория ВМС США (глава 25)*
Майкл Э. Кули, *Electronic Systems Northrop Grumman Corporation (глава 12)*
Дэвид Дэниелс, *компания ERA Technologies (глава 21)*
Даниэль Дэвис, *Electronic Systems Northrop Grumman Corporation (глава 12)*
Джеймс К. Дей, *корпорация Lockheed Martin (глава 3)*
Майкл Р. Дьюков, *Lockheed Martin MS 2 (глава 8)*
Альфонсо Фарина, *анализ интегральных систем, SELEX Sistemi Integrati (глава 24)*
Уильям Г. Федарко, *Northrop Grumman Corporation (глава 4)*
Джо Фрэнк, *лаборатория прикладной физики университета Джона Хопкинса (глава 13)*
Вилхелм Греджерс-Хансен, *научно-исследовательская лаборатория ВМС США (глава 2)*
Джеймс М Хэдрик, *научно-исследовательская лаборатория ВМС США (глава 20)*
Дин Д. Ховард, *консультант ITT Industries, Inc. (глава 9)*
Р.Дж. Килер, *Национальный центр атмосферных исследований (глава 19)*
Юджин Ф. Нотт, *компания Tomorrow's Research, США (глава 14)*
Карло Копп, *Monash University (глава 5)*
Дэвид Линч-младший, *DL Sciences, Inc. (глава 5)*
Ричард К Мур, *Канзасский университет (глава 16)*
Энди Норрис, *компания Navigation Systems (глава 22)*
Уэйн Л. Паттерсон, *Центр космических и морских боевых систем, отдел распространения излучения в атмосфере (глава 26)*
Р. Кейт Рени, *лаборатория прикладной физики университета Джона Хопкинса (глава 18)*
Джон Д. Ричардс, *лаборатория прикладной физики университета Джона Хопкина (глава 13)*
Р.Дж. Серафин, *Национальный центр атмосферных исследований (глава 19)*
Уильям В. Шрэдер, *Shrader Associates, Inc. (глава 2)*
Меррилл Сколник *(главы 1 и 10)*
Фред М. Штаудаер, *научно-исследовательская лаборатория ВМС США (глава 3)*
Джон П. Стролка, *Northrop Grumman Corporation (глава 4)*
Роджер Салливан, *Institute for Defense Analyses, США (глава 17)*
Байрон У. Тайтджен, *Lockheed Martin MS 2 (глава 8)*
Г.В. Транк, *лаборатория прикладной физики университета Джона Хопкинса (глава 7)*
Томас А. Вейл *(глава 10)*
Льюис Б. Ветцель, *научно-исследовательская лаборатория ВМС США (глава 15)*
Николас Дж. Уиллис, *корпорация Technology Service (глава 23)*
Майкл Э. Йоманс, *Raytheon Company (глава 6)*

ПРЕДИСЛОВИЕ РЕДАКТОРА ПЕРЕВОДА

Уважаемые читатели!

Вашему вниманию предлагается новое издание «Справочника по радиолокации», подготовленное группой американских ученых и инженеров-практиков под общей редакцией широко известного ученого в области радиолокации Меррилла Сколника.

ОАО «Концерн «Вега» взял на себя нелегкий труд по организации издания русской версии данного справочника, который увидел свет благодаря продолжительному и плодотворному труду большого коллектива сотрудников издательства «ТЕХНОСФЕРА», переводчиков и редакторов, в роли которых выступили главным образом ученые концерна.

Решение о переводе на русский язык «Справочника по радиолокации» в концерне возникло ввиду следующих причин.

Во-первых, концерн «Вега» является головным предприятием в Российской Федерации по ряду приоритетных направлений создания сложных технических систем специального и гражданского назначения, а радиолокация, безусловно, является одной из центральных областей научных интересов и знаний предприятия в решении данных задач. Руководство концерна заинтересовано, чтобы его сотрудники, и особенно, молодое поколение при выполнении стоящих перед ними задач могли опираться на знания в данной предметной области, полученные не только отечественными учеными и разработчиками, но и их иностранными коллегами.

Во-вторых, в последнее время снизился информационный поток переводной литературы, посвященной радиотехнической тематике, в том числе и радиолокационной, поэтому хотелось несколько расширить объем научных знаний, поступающих от известных иностранных специалистов в области радиолокации.

В-третьих, предыдущее издание «Справочника по радиолокации» под редакцией М. Сколника получило широкую известность у российских инженеров и ученых, занимающихся вопросами разработки радиолокационных систем. Его по праву можно отнести к одной из лучших книг по радиолокации XX века. Он был настольной книгой у нескольких поколений радиоинженеров, в том числе и у участников издания данной русской версии. Однако с момента выхода предыдущего издания прошло уже более 20 лет, а теория и практика радиолокации шагнули далеко вперед.

В-четвертых, в 2014 году исполняется 10 лет концерну и 70 лет его головному предприятию (ЦКБ-17, НИИ-17, МНИИП). Приближаясь к этим знаменательным датам, ученые и инженеры концерна хотели бы преподнести в подарок радиотехническому научному сообществу новую версию «Справочника по радиолокации». Выпуск этой книги станет нашим вкладом в популяризацию технических знаний и будет способствовать привлечению в интересную и перспективную научную область радиотехники более широкого круга молодых научных работников и инженеров. В справочнике в сжатой форме изложены основные методы и подходы, существующие в радиолокации, особенности построения и возможности радиолокационных систем различного назначения, а также отражены тенденции развития радиолокационных систем.

Произошедшие изменения в теории и технике радиолокации за более чем 20-летний период нашли свое отражение в справочнике в виде новых глав (по отношению к предыдущему изданию) и в корректировке содержательной части материала ранее существующих глав.

В то же время развитие радиолокации, как и любой области науки и техники, не происходит изолированно благодаря усилиям какой-либо одной группы ученых и инженеров-разработчиков. Достаточно быстро и интенсивно данная область радиотехники развивалась и продолжает развиваться в нашей стране. Причем отцом радиолокации с полным основанием можно считать нашего соотечественника — русского физика, электротехника, изобретателя радио Попова Александра Степановича, который летом 1897 года открыл эффект отражения радиоволн, проводя в

Финском заливе практический опыт по организации электросвязи без проводов между двумя кораблями. Его открытие послужило толчком к возникновению радиолокации и превращению ее в одну из динамично развивающихся областей науки и техники. Благодаря усилиям отечественных ученых-практиков, таких как действительные члены АН СССР А.И. Берг, А.Ф. Богомолов, Б.В. Бункин, Ю.Б. Кобзарев, В.А. Котельников, А.А. Расплетин, члены-корреспонденты АН СССР В.В. Тихомиров, А.А. Пистолькорс, действительные члены РАН Ю.В. Гуляев, И.Б. Федоров, члены-корреспонденты РАН Л.Д. Бахрах, А.П. Реутов, М.С. Рязанский и др., в нашей стране сегодня существует богатая информационная база по теоретическим основам, характеристикам объектов радиолокационного наблюдения, принципам построения, режимам работы радиолокационных систем, вопросам обработки радиолокационных сигналов, особенностям конструирования элементов данных систем. Данные аспекты радиолокационной теории и практики продолжают развиваться и сегодня, опираясь на новые знания и возможности информационных технологий, развитие элементной базы собственно РЛС и систем обработки сигналов, принципов построения антенной техники и ее элементной базы. Как правило, данные знания оформляются в виде книг, монографий, статей, учебников и учебных пособий, а также в электронной форме и представляют большой интерес для специалистов, научных работников, молодых сотрудников и будущих исследователей, интересующихся областью радиолокации. В то же время данная совокупность знаний интересна инженерам-разработчикам радиолокационных систем, поскольку они могут использовать эти знания при разработке и конструировании современных и перспективных систем. Для ученых и инженеров-разработчиков, работающих в области радиолокации, интересны и знания, которые формируются в сжатом, сконцентрированном виде как единый информационный источник — в форме справочника. Наиболее популярными в данном научно-техническом сообществе среди советских и российских изданий были и остаются «Справочник по радиоэлектронике» под редакцией А.А. Куликовского (М., «Энергия», 1969), справочная серия по радиоэлектронике под общей редакцией А.А. Куликовского в 7 томах (М., «Энергия», 1977—1979) и справочник «Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория» под редакцией Я.Д. Ширмана (М., «Радиотехника», 2007).

Необходимо заметить, что несмотря на популярность справочника, подготовленного группой специалистов американской школы радиолокации, он, тем не менее, является одним из тех источников, которыми пользуются инженеры, разработчики и ученые, работающие в предметной области радиолокации. В этой связи не менее популярны издания по радиолокационной тематике советской и российской школы радиолокации, авторами которых являются П.А. Бакут, П.А. Бакулев, Р.П. Григорин-Рябов, В.Е. Дулевич, П.И. Дудник, Ю.Б. Кобзарев, Г.С. Кондратенков, С.З. Кузьмин, М.В. Максимов., В.Н. Манжос, А.П. Реутов, В.А. Сарычев, Ю.Г. Сосулин, К.Н. Трофимов, И.Б. Федоров, М.И. Финкельштейн, Я.Д. Ширман.

Перевод на русский язык Справочника выполнили: к.т.н. А.В. Бруханский (гл. 1, 2), Ю.Л. Цвирко (гл. 3—9), Е.Б. Махиянова (гл. 10—18), А.И. Демьяников (гл. 19—26) при активном участии д.т.н. С.М. Смольского, а его научное редактирование провели д.т.н., профессор В.С. Верба (гл.1, 8), д.т.н., профессор А.Р. Ильчук (гл. 3, 4, 26), д.т.н. К.Ю. Гаврилов (гл. 11—13, 15, 16, 18, 20—23), к.т.н., доцент Д.Д. Дмитриев (гл. 7), д.т.н., профессор Б.Г. Татарский (гл. 2, 5, 6, 9, 10, 14, 17, 19), к.т.н., с.н.с. А.Г. Тетеруков (гл. 24), к.т.н. А.А. Филатов (гл. 25). Общая научная редакция справочника выполнена д.т.н., профессором В.С. Вербой.

Выражаю всем членам творческого коллектива искреннюю благодарность за проделанную важную работу и надеюсь, что данный справочник займет достойное место на столе у инженеров, разработчиков и ученых, занимающихся проектированием, исследованием и созданием радиолокационных систем.

Научный редактор справочника,
генеральный директор — генеральный конструктор
ОАО «Концерн «Вега»,
доктор технических наук, профессор В.С. Верба

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиолокатор — яркий пример сложной радиоэлектронной системы. В университетских программах электротехнических специальностей обычно делается акцент на основные инструменты инженера, такие как схемотехника, теория сигналов, физика твердого тела, цифровая обработка, электронные приборы, электромагнитное поле, автоматическое регулирование, микроволновая техника и т.д. Но в реальном мире электротехники и электроники эти инструменты — только отдельные части и подсистемы более крупной системы, которая создается для получения полезной информации. В дополнение к радиолокационным системам и другим системам извлечения информации (сенсорам) радиоэлектронные системы включают системы коммуникации, управления, энергетические системы, системы обработки информации, промышленную электронику, военную технику, радионавигацию, потребительскую электронику, медицинское оборудование и др. Они-то и составляют сферу современной электроники. Без них потребность в инженерах соответствующего профиля была бы очень ограничена. Однако практический инженер, занятый в разработке и производстве электронных систем нового типа, зачастую оказывается зависимым от знаний, которые не входили в программу его или ее технической подготовки. Инженер-локационщик, например, должен глубоко понимать работу крупных узлов РЛС и ее подсистем, а также знать, как они взаимодействуют друг с другом. Настоящее издание *«Справочника по радиолокации»* должно помочь в решении этой задачи. Кроме разработчиков радиолокационных систем справочник будет полезен тем, кто отвечает за развертывание новых радиолокационных систем, инженерам, занятым в эксплуатации РЛС, руководителям инженерных подразделений.

Третье издание «*Справочника по радиолокации*» — свидетельство тому, что радиолокационная техника как для гражданского использования, так и для военных целей продолжает развиваться в направлении расширения области применения и в совершенствовании технологии. Перечислим некоторые из многих достижений радиолокации, появившиеся начиная с момента выхода предыдущего издания *справочника*:

— широкое применение цифровых методов для эффективной обработки сигналов и радиолокационных данных, принятия решений, гибкого автоматизированного управления РЛС и расширения ее многофункциональности;
— доплеровские метеорологические РЛС;
— бортовые системы с селекцией наземных движущихся целей (СНДЦ, GMTI — Ground Moving Target Indicator Radar);
— обширная экспериментальная база данных, относящаяся к оценкам отражений от поверхности при малых углах падения сигнала, полученная Линкольновской лабораторией МТИ. Эти данные пришли на смену модели отражений, восходящей ко времени Второй мировой войны;
— подтверждение того, что микроволновому сигналу, отраженному от морской поверхности, при скользящем падении присущи эффекты, называемые «морскими шипами»;
— активные радиолокационные электронно-сканирующие антенные решетки (АФАР, AESA — Active Electronically Scanned Arrays), использующие твердотельные модули, также называемые активными решетками с электронным сканированием, привлекательные возможностью управления мощностью излучения в окружающем пространстве и легкостью сканирования;
— исследование планет с помощью радиолокации;
— компьютерные методы моделирования и расчета рабочих характеристик РЛС с учетом реальных условий распространения сигнала в окружающей среде;
— практическое использование загоризонтных РЛС декаметрового диапазона;
— усовершенствованные методы СДЦ, включающие адаптивную пространственно-временную обработку;
— практическое использование РЛС с инверсной синтезированной апертурой для распознавания целей;

— интерферометрические РЛС с синтезированной апертурой (ИнРСА, InSAR — Interferometric Synthetic Aperture Radar), используемые для оценки высоты наземных отражателей, для выделения движущихся наземных целей и получения трехмерных радиолокационных изображений поверхности;
— достижение высокой точности радиолокационных высотомеров космического базирования, позволяющих оценить форму геоида Земли с точностью до нескольких сантиметров;
— сверхширокополосные радиолокаторы для подповерхностного зондирования Земли и других приложений;
— повышение мощности широкополосных клистронов, основанных на групповых (пространственно-развитых) объемных резонаторах, и многолучевых клистронов;
— появление полупроводниковых приборов с широкой запрещенной зоной, которые позволяют получить большую мощность и работают при более высоких температурах;
— доступность мощных генераторов миллиметровых волн, основанных на применении гироклистронов;
— нелинейная ЧМ (FM — Frequency Modulated) зондирующих импульсов, позволяющая получить сжатый сигнал с низким уровнем боковых лепестков;
— замена компьютером оператора РЛС как субъекта выделения информации и лица, принимающего решения.

Вышеупомянутые достижения перечислены в произвольном порядке, и при этом нельзя считать данный список полным перечислением достижений радиолокации с момента появления предыдущего издания. Некоторые темы, отраженные в предыдущих изданиях *справочника*, которые представляют сейчас меньший интерес, были исключены из текущего издания.

Авторы глав, являющиеся экспертами в своей частной области, были ориентированы на читателей, хорошо осведомленных в общем предмете, и даже экспертов в некоторой другой частной области радиолокации, но необязательно хорошо разбирающихся в предмете главы, которую писал автор.

Следовало ожидать, что по прошествии времени после выхода в свет «*Справочника по радиолокации*» не все авторы глав предыдущих изданий оказались доступны для участия в подготовке третьего издания. Многие из авторов предыдущих изданий ушли в отставку или больше не с нами. Авторы и соавторы шестнадцати из двадцати шести глав этого издания не участвовали в подготовке предыдущих изданий.

Тяжелая работа по написанию этих глав была проделана опытными авторами, являющимися экспертами в своей области. Таким образом, значимость «*Справочника по радиолокации*» — результат усердия и экспертного мнения авторов, которые потратили свое время, знания и опыт, чтобы сделать это руководство полезной книгой для инженеров-локационщиков и всех тех людей, деятельность которых является жизненно важной для разработки, производства и эксплуатации радиолокационных систем. Я глубоко благодарен всем авторам за их тщательную работу и долгие часы, которые они посвятили выполнению своей задачи. Это авторы, которые делают успешным любое издание. Моя искренняя благодарность им всем.

Как упоминается в предисловии к предыдущему изданию, читателей, желающих сделать ссылку или процитировать материал из *справочника*, просим указывать фамилии авторов именно тех глав, на которые выполняется ссылка.

Меррилл Сколник
Балтимор, Мэриленд

ГЛАВА 1

ВВЕДЕНИЕ И КРАТКИЙ ОБЗОР ПРИНЦИПОВ РАДИОЛОКАЦИИ*

Меррилл Сколник

1.1. Кратко о радиолокации и радиолокаторах

Радиолокатор (радар, радиолокационная станция, РЛС) — электромагнитный информационный датчик, предназначенный для обнаружения и определения координат и параметров движения отражающих объектов. Его функционирование может быть описано следующим образом.

- Радиолокатор формирует зондирующий сигнал, который с помощью антенны преобразуется в электромагнитную волну и излучается в пространство.
- Часть излученной энергии ЭМВ попадает на объект, расположенный на некотором расстоянии от радиолокатора и обычно называемый *целью*.
- Энергия, перехваченная объектом, переизлучается по многим направлениям, в том числе и в направлении на радиолокатор.
- Переизлученная часть энергии (отраженного сигнала) в направлении на радиолокатор принимается антенной радиолокатора, которая преобразует принятую ЭМВ в электрический сигнал.
- После усиления в приемнике и соответствующей обработки сигналов выносится решение о том, присутствует ли сигнал, отраженный от цели, на выходе приемника. В последнем случае определяются координаты цели и может быть извлечена другая информация о ней.

Обычная форма сигнала, излучаемого РЛС, — последовательность относительно узких, почти прямоугольных радиоимпульсов. Примером зондирующего сигнала для РЛС средней дальности действия, предназначенной для обнаружения самолетов, является серия коротких радиоимпульсов продолжительностью одна микросекунда (1 мкс) с периодом следования одна миллисекунда (1 мс), что соответствует частоте повторения 1 кГц; пиковая мощность передатчика РЛС может составить, к примеру, один миллион ватт (1 МВт). С этими значениями средняя мощность излучения составляет один киловатт. Средняя мощность 1 кВт — это меньше, чем мощность электрического освещения типовой учебной аудитории. Предположим для примера, что эта РЛС может работать в середине микроволнового† частотного диапазона в полосе частот от 2,7 до 2,9 ГГц, которая является типичной для гражданских обзорных РЛС аэропортов. Ее длина волны может составить приблизительно 10 см (округлено для простоты). С подходящей антенной такой радиолокатор может обнаружить самолет на дальности[1] 50—60 морских

---

* Эта глава — краткий обзор радиолокации для не слишком знакомых с предметом. Более подготовленным читателям она поможет освежить свои знания.

† Микроволны примерно определены как те частоты, на которых в качестве линий передачи используются волноводы, и где роль резонансных контуров выполняют объемные резонаторы или цепи с распределенными параметрами, а не компоненты с сосредоточенными характеристиками. Микроволновые радиолокаторы могли бы работать в диапазоне от 400 МГц до 40 ГГц, но эти пределы приблизительны.

[1] В радиолокации под дальностью в общем случае понимается расстояние от радиолокатора до цели, в то же время в радиолокации под дальностью обнаружения понимается максимальное удаление цели от РЛС, при котором она обнаруживается с заданными показателями качества (с требуемой вероятностью правильного обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги). — *Прим. ред.*

миль (93—111 км) и, возможно, несколько больше или меньше. Мощность сигнала, отраженного от цели, принимаемая радиолокатором, может изменяться в очень широком диапазоне значений, но мы произвольно, в иллюстративных целях полагаем, что мощность типичного отраженного сигнала может составить 10^{-13} ватт. Если мощность излучения составляет 10^6 ватт (один мегаватт), то отношение мощности отраженного сигнала к мощности передатчика РЛС в этом примере составляет 10^{-19}, то есть отраженный сигнал на 190 дБ меньше по мощности, чем излученный сигнал. Это реальная разница между величиной излученного сигнала и принимаемым отраженным сигналом.

Некоторые радиолокаторы должны обнаруживать цели на дальностях, столь же коротких, как размеры бейсбольной площадки (чтобы измерить скорость мяча при подаче), в то время как другие радиолокаторы должны работать на дальностях, столь же больших, как расстояния до ближайших планет. В соответствии с назначением радиолокатор может быть как малым, чтобы помещаться в ладони, так и большим, чтобы занимать пространство нескольких футбольных полей.

Радиолокационными целями могут быть самолеты, суда или ракеты, но в качестве целей РЛС могут рассматриваться также люди, птицы, насекомые, атмосферные осадки, турбулентности ясного неба, ионизированные среды, особенности земной поверхности (растительность, горы, дороги, реки, аэродромы, здания, ограждения и столбы линий электропередачи), море, лед, айсберги, буи, подземные объекты, метеоры, полярное сияние, космические корабли и планеты. В дополнение к измерению дальности и углового положения цели РЛС может также измерять относительную скорость цели, вычисляя скорость изменения расстояния либо извлекая информацию о радиальной скорости из доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала. Если координаты движущейся цели измеряются на протяжении некоторого периода времени, то может быть определена траектория ее движения и, как следствие, вычислены абсолютная скорость цели, направление ее движения и сделан прогноз относительно ее будущего положения. Специальным образом сконструированные РЛС могут определить размер и форму цели и даже отличить один тип или класс цели от другого.

Основные части радиолокатора. Рис. 1.1 представляет собой упрощенную структурную схему РЛС, на которой показаны подсистемы, обычно присутствующие в ее составе. *Передатчик*, который показан здесь как усилитель мощности, генерирует радиосигнал определенной частоты и модуляции в соответствии с назначением РЛС, который именуют зондирующим сигналом. Средняя мощность этого сигнала может быть как малой, т.е. лежать в пределах милливатт, так и большой, т.е. лежать в пределах мегаватт. Средняя мощность излучаемого сигнала — более достоверный показатель рабочих характеристик радиолокатора, чем его пиковая мощность. Большинство радиолокаторов использует сигнал в виде коротких

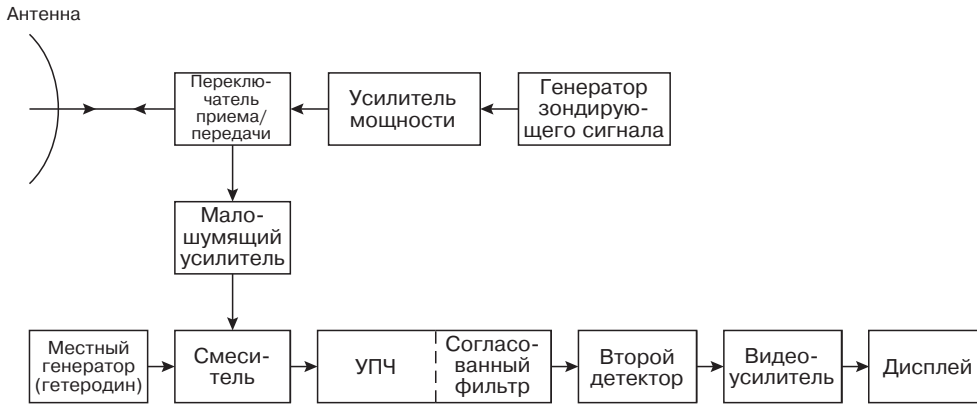


Рис. 1.1. Структура простого радиолокатора, использующего усилитель мощности в качестве передатчика, в верхней части схемы и супергетеродинный приемник в ее нижней части

импульсов, таким образом, единственная антенна может использоваться в режиме разделения времени и для передачи, и для приема.

Переключатель приема/передачи позволяет единственной антенне работать как на передачу, предохраняя от повреждения чувствительный приемник во время генерации импульса передатчиком, так и на прием, направляя полученный отраженный сигнал к приемнику, а не к передатчику.

Антенна — устройство, позволяющее электромагнитной энергии зондирующего сигнала распространяться в пространстве и собирающее энергию отраженного сигнала на вход приемника. Это почти всегда узконаправленная антенна, то есть такая, которая концентрирует излучаемую энергию в узком луче, чтобы увеличить плотность потока мощности, а также позволяет решить задачу точного определения направления на цель. Антенна, имеющая узкий направленный луч на передачу, обычно имеет большую площадь на прием, чтобы собирать энергию слабых отраженных сигналов цели с большей площади. Антенна не только концентрирует энергию при передаче и собирает энергию отраженного сигнала при приеме, но также действует как пространственный фильтр, обеспечивающий угловое разрешение и другие возможности.

Приемник усиливает слабый принятый сигнал до уровня, который обеспечивает его обнаружение. Наличие шума — принципиальное ограничение способности РЛС принять достоверное решение об обнаружении цели и возможности извлечь информацию о ней, поэтому требуется обеспечить малый уровень собственного шума приемника. На микроволновых частотах, где работает большинство РЛС, источником шума, воздействующего на рабочие характеристики радиолокатора, обычно являются первые каскады приемника, обозначенные на рис. 1.1 как *малошумящий усилитель*. Для многих радиолокационных приложений, где способность обнаружения ограничена *мешающими отражениями* от окружающей среды (называемыми также *пассивной помехой*), приемник должен иметь достаточно большой динамический диапазон, чтобы избежать подавления слабых сигналов движущихся целей сильной помехой, вызывающей насыщение усилительных каскадов. *Динамический диапазон* приемника, обычно выражаемый в децибелах, определяется [1] как отношение максимальной и минимальной мощностей входного сигнала, при которых приемник может обеспечить требуемые рабочие характеристики. Максимальный уровень сигнала ограничивается допустимыми нелинейными эффектами в приемнике (например величиной мощности сигнала, при которой характеристика усиления приемника начинает отличаться от линейной), а за минимальную мощность можно принять мощность самого слабого обнаруживаемого сигнала. *Процессор сигналов*, в качестве которого часто рассматривают часть приемного тракта, работающего на промежуточной частоте, можно описать как устройство, которое отделяет полезный сигнал от нежелательных сигналов, способных осложнить процесс обнаружения. Сигнальная обработка включает *согласованный фильтр*, который максимизирует отношение сигнал/шум на своем выходе. Сигнальная обработка также включает обработку доплеровских сигналов, которая максимизирует отношение сигнал/помеха для сигналов движущихся целей, когда уровень пассивных помех больше, чем шум приемника. Это позволяет отделить одну движущуюся цель от других движущихся целей и от пассивных помех. *Решение об обнаружении* принимается на выходе приемника: цель считается обнаруженной, когда сигнал на выходе приемника превышает заранее установленный порог. Если порог установлен слишком низко, шум приемника может вызвать частые ложные срабатывания. Если порог установлен слишком высоко, то некоторые цели, которые могли бы быть обнаружены, оказываются пропущенными. Критерием установки порога на определенный уровень может быть требование допустимой частоты ложных тревог, вызванных собственным шумом приемника.

После того как решение об обнаружении принято и измерены координаты цели, может быть определена траектория ее движения, состоящая из совокупности измерений координат в течение некоторого времени. Определение траектории — это пример *обработки радиолокационных данных*. Обработанная информация об обнаружении цели или ее траектории может быть показана оператору РЛС, или может быть использована для автоматического наведения ракеты на цель, или же далее обработана, чтобы получить другую, более детальную информацию о характеристиках цели. *Подсистема управления радиолокатором* обеспечивает совместную

работу его различных частей и гарантирует их координацию, например, подавая синхронизирующие сигналы к различным частям РЛС в соответствии с требованиями.

Инженер — разработчик РЛС оперирует следующими ресурсами: *временным интервалом приема сигналов*, который должен обеспечить хорошую спектральную обработку принимаемых сигналов, *шириной спектра сигнала*, необходимой для высокой разрешающей способности по дальности, *пространственным объемом*, от которого зависят допустимые размеры антенны, и *мощностью излучения* для обеспечения необходимой дальности действия и точных измерений. Внешние факторы, воздействующие на рабочие характеристики РЛС, включают *характеристики самой цели*, *внешний шум*, принимаемый антенной, *мешающие отражения* от земли, моря, птиц и дождя, *интерференцию* с другими источниками электромагнитного излучения и *эффекты распространения* сигнала, связанные с земной поверхностью и состоянием атмосферы. Эти факторы упомянуты с целью подчеркнуть их значение в процессе проектирования и использования РЛС.

Радиолокационные передатчики. Передатчик РЛС должен не только обеспечивать достаточную пиковую и среднюю мощности, требуемые для обнаружения цели на максимальной дальности, но также генерировать сигнал с требуемой формой и стабильностью, необходимыми для решения специфических задач. Передатчики могут использовать генераторы или усилители мощности на выходе, но последние обычно предпочтительны, так как имеют определенные преимущества.

Существует много типов источников высокочастотной мощности, используемых в радиолокаторах (см. гл. 10). Магнетрон как генератор мощности был когда-то очень популярен, но сейчас он редко используется, за исключением гражданских морских РЛС (см. гл. 22). Ввиду относительно низкой средней мощности (один-два киловатта) и недостаточной стабильности частоты магнетроны уступают другим источникам СВЧ-мощности, используемым в РЛС для обнаружения небольших движущихся целей на большой дальности при наличии сильных мешающих отражений. Магнетронный генератор мощности — пример устройств, называемых *приборами со скрещенными полями*. Есть также родственный ему *усилитель со скрещенными полями* (CFA — Crossed-Field Amplifier), который использовался в некоторых радиолокаторах в прошлом, но он также страдает наличием ограничений для важных радиолокационных применений и особенно в РЛС для обнаружения движущихся целей при наличии пассивных помех. Мощный клистрон и лампа бегущей волны (ЛБВ) являются примерами *СВЧ-приборов с продольной группировкой электронов*. При большой выходной мощности, часто требуемой радиолокаторами, эти оба последних типа приборов имеют широкие полосы пропускания и высокую стабильность, необходимую для обработки доплеровских сигналов, благодаря чему они стали популярны.

Полупроводниковые усилители мощности, такие как транзисторные, также используются в радиолокаторах, особенно в их фазированных антенных решетках. Хотя у одного транзистора относительно небольшая мощность, каждый из многочисленных антенных излучающих элементов антенной решетки может использовать множество транзисторов, чтобы получить большую мощность, необходимую для многих радиолокационных приложений. При использовании твердотельных транзисторных усилителей разработчик РЛС должен быть в состоянии обеспечить работу в высоконагруженном режиме, режиме работы длинными импульсами, предполагающем сжатие сигналов, и в режиме работы с импульсами разной длительности, позволяющем осуществлять обнаружение как на малых, так и на больших дальностях. Таким образом, использование передатчиков на твердотельных приборах может оказать влияние на другие части радиолокационной системы. В миллиметровом диапазоне волн очень большая мощность может быть получена с помощью гиротронов, используемых как усилитель или генератор. *Электровакуумные приборы с сеточным управлением* в течение долгого времени были востребованы в РЛС микроволнового диапазона и более низких частот, но интерес к радиолокаторам низких частот в настоящее время невелик.

Хотя с этим не все могут согласиться, но некоторые инженеры — разработчики РЛС при наличии выбора предпочли бы клистронный усилитель в качестве источника большой СВЧ-мощности современного радиолокатора при условии, что разрабатываемый локатор допускает применение клистронов.

Радиолокационные антенны. Антенна — этот тот элемент, который соединяет РЛС с внешним миром (см. гл. 12, 13). Она выполняет несколько задач: 1) концентрирует излучаемую энергию при передаче, то есть имеет направленное действие и узкую ширину луча; 2) собирает энергию сигнала, отраженного от цели; 3) обеспечивает измерение углового положения цели; 4) обеспечивает пространственное разрешение целей по угловым координатам; 5) позволяет выбрать для наблюдения желаемый сектор пространства. Антенна может быть параболическим зеркалом с механическим приводом сканирования, плоской фазированной решеткой с механическим сканированием или антенной продольного излучения также с механическим сканированием. В качестве антенны может использоваться фазированная решетка с электронным управлением лучом, использующая единственный передатчик с параллельным возбуждением излучателей или с пространственным (квазиоптическим) способом питания каждого элемента антенны. Это может быть пространственно-развернутая структура с распределением мощности излучения между ее отдельными элементами или антенная решетка с электронным сканированием, каждый элемент которой — «миниатюрный» твердотельный радиолокатор (называется также *активной фазированной антенной решеткой*). У каждого типа антенны есть свои специфические преимущества и ограничения. Вообще говоря, чем больше размеры антенны, тем лучше, но всегда существуют практические ограничения ее размеров.

1.2. Типы радиолокаторов

Хотя не существует никакого единственного способа классифицировать радиолокаторы, здесь мы это сделаем на основании основных особенностей, которые отличают один тип РЛС от другого.

Импульсный радиолокатор. Это радиолокатор, который излучает последовательность периодически повторяющихся почти прямоугольных радиоимпульсов. Этот тип РЛС можно назвать канонической формой радиолокатора. Именно его имеют в виду обычно, когда ничего не сказано о каких-либо характеристиках РЛС.

Радиолокатор высокого разрешения (с высокой разрешающей способностью). Высокая разрешающая способность может относиться к дальности, углу или радиальной скорости, но под радиолокатором с высоким разрешением обычно подразумевают РЛС с высокой разрешающей способностью по дальности. У некоторых радиолокаторов высокого разрешения разрешающая способность по дальности измеряется долями метра, хотя она может достигать и нескольких сантиметров.

Радиолокатор со сжатием импульсов. Это радиолокатор, излучающий длинные импульсы с внутриимпульсной модуляцией (обычно частотной или фазовой), чтобы совместить большую энергию длинного импульса с высоким разрешением по дальности, присущей коротким импульсам.

Радиолокатор непрерывного излучения (РЛС НИ, CW radar — Continuous Wave radar)[1]. Этот тип РЛС излучает непрерывную синусоидальную радиоволну. Его основное назначение — использование доплеровского сдвига частоты для обнаружения движущихся целей или для измерения относительной радиальной скорости цели.

Радиолокатор с непрерывным частотно-модулированным сигналом (РЛС НЧМС, FM-CW radar — Frequency Modulation CW radar)[2]. Это радиолокатор непрерывного излучения, в котором частотная модуляция сигнала дает возможность измерения дальности.

Обзорный радиолокатор (РЛС обзора — Surveillance Radar). Хотя словарь передает смысл слова «*surveillance*» как *наблюдение*, но на самом деле РЛС обзора — это такой радиолокатор, который обнаруживает присутствие цели (такой как самолет

[1] В русскоязычной технической литературе CW radar называют радиолокационной системой с непрерывным излучением РЛС НИ. — *Прим. ред.*

[2] В русскоязычной технической литературе FM-CW radar называют радиолокатором с непрерывным частотно-модулированным сигналом и обозначают как РЛС НЧМС. — *Прим. ред.*

или судно) и определяет ее координаты по дальности и углу. В его задачи может входить наблюдение цели в течение некоторого времени, чтобы проследить траекторию ее движения.

Радиолокатор с системой селекции движущихся целей (РЛС с СДЦ, индикатор движущихся целей, MTI — Moving Target Indication)[1]. Это импульсный радиолокатор, который обнаруживает движущиеся цели при наличии пассивных помех, используя низкую частоту повторения импульсов (ЧПИ, PRF — Pulse Repetition Frequency)[2]. Низкая ЧПИ обеспечивает однозначность измерения дальности, однако ей присуща неоднозначность в области доплеровских частот, из чего следует существование так называемых «слепых скоростей».

Импульсно-доплеровский радиолокатор. Есть два типа импульсно-доплеровских РЛС, которые излучают импульсный сигнал либо с *высокой ЧПИ* (РЛС ВЧП, HPRF — High Pulse Repetition Frequency), либо со средней ЧПИ (РЛС СЧП)[3]. И та и другая используют доплеровский сдвиг частоты принимаемого сигнала, чтобы идентифицировать сигналы движущихся целей на фоне мешающих отражений и определить радиальную скорость их движения. У РЛС с ВЧП отсутствуют неоднозначность в частотной области и слепые скорости, но ей присуща неоднозначность измерения дальности. У РЛС с СЧП имеется неоднозначность как по дальности, так и по скорости, хотя есть другие достоинства.

РЛС сопровождения. Это радиолокатор, который осуществляет слежение за целью, определяя параметры траектории ее движения. Различные способы осуществления сопровождения и соответствующие режимы работы РЛС, обозначаемые как STT, ADT, TWS и следящие ФАР, описаны ниже.

Сопровождение одной цели (STT — Single Target Tracker)[4]. РЛС сопровождает единственную цель по угловым координатам, постоянно оценивая направление визирования со скоростью обновления данных, которая является достаточно высокой, чтобы обеспечить точное слежение за маневренной целью. Типичный интервал времени между двумя последовательными оценками — 0,1 с. (темп обновления данных — 10 измерений в секунду). Эти системы обычно используют моноимпульсный метод пеленгации для получения точных данных об угловых координатах.

Автоматическое обнаружение и сопровождение (ADT — Automatic Detection and Tracking)[5]. Этот режим работы выполняется обзорной РЛС. Локатор может сопровождать очень большое количество целей, используя данные измерений их угловых координат, полученные по множеству последовательных обзоров. Данный режим часто называют режимом сопровождения целей «на проходе». Скорость обновления данных в этом методе не столь высока, как при STT. Время между последовательными измерениями в этом режиме колеблется от 1 до 12 секунд в зависимости от приложения.

Сопровождение в режиме обзора (TWS — Track-While-Scan). Этот метод сопровождения также осуществляется обзорной РЛС, выполняющей сканирование пространства в узкой области пространства по одному или двум угловым измерениям. Тем самым обеспечивается высокая скорость обновления информации о координатах всех целей, находящихся в пределах ограниченной зоны обзора по углам. Этот метод использовался в прошлом в наземных РЛС, сопровождающих

---

[1] В русскоязычной технической литературе MTI называют селекцией движущихся целей и обозначают как СДЦ. — *Прим. ред.*

[2] В русскоязычной технической литературе PRF называют частотой повторения импульсов и обозначают как ЧПИ. — *Прим. ред.*

[3] В русскоязычной технической литературе HPRF и MPRF называют высокой частотой повторения импульсов и средней частотой повторения импульсов и обозначают как ВЧПИ и СЧПИ. — *Прим. ред.*

[4] В русскоязычном издании вместо термина «Single Target Tracker» (STT) используется термин «РЛС сопровождения единственной цели» или «РЛС непрерывного сопровождения». — *Прим. пер.*

[5] В русскоязычной технической литературе ATD называют режимом сопровождения целей «на проходе» либо автоматическим сопровождением целей в режиме обзора и обозначают соответственно СНП или АСЦРО. — *Прим. ред.*

самолеты при посадке, а также в некоторых типах РЛС наведения оружия и в некоторых бортовых радиолокаторах военного назначения.

Следящая ФАР. Фазированная решетка с электронным управлением лучом может (почти) непрерывно сопровождать более чем одну цель с высокой скоростью обновления данных. Возможно также одновременное сопровождение множества целей при более низкой скорости передачи данных, аналогичное методу ADT.

РЛС картографирования. Этот тип РЛС предназначен для получения двумерных радиолокационных изображений протяженных объектов, таких как часть поверхности Земли и всего, что на ней находится. Эти радиолокаторы обычно устанавливаются на движущихся платформах.

Бортовая РЛС бокового обзора (SLAR — Sidelooking Airborne Radar)[1]. Эта самолетная РЛС картографирования формирует радиолокационные изображения с высоким разрешением по дальности и подходящим разрешением по углу благодаря узкой ширине луча антенны.

РЛС с синтезированной апертурой (РСА, SAR — Synthetic Aperture Radar)[2]. РСА — когерентный* радиолокатор картографирования, размещенный на движущемся летательном аппарате, который использует фазовую информацию отраженного сигнала для формирования изображения подстилающей поверхности с высоким пространственным разрешением в продольном и поперечном направлениях. Высокое разрешение по дальности достигается за счет сжатия импульсов.

РЛС с инверсной (обратной) синтезированной апертурой (ИРСА, ISAR — Inverse Synthetic Aperture Radar)[3]. ИРСА — когерентная РЛС формирования изображений сложных движущихся целей, обладающая высоким разрешением по дальности и столь же высоким разрешением в поперечном направлении. Высокое поперечное разрешение достигается благодаря относительному боковому движению цели и соответствующей обработке отраженного сигнала в частотной области. Эта РЛС может располагаться на движущемся носителе или быть стационарной.

РЛС управления оружием. Это название обычно относится к следящей системе сопровождения одной цели, такая система используется для защиты от воздушного нападения.

РЛС наведения. Обычно это радиолокатор, установленный на ракете, которая позволяет последней «нацелиться» на объект или осуществлять самонаведение на цель.

Метеорологический радиолокатор наблюдения. Данные радиолокаторы обнаруживают, распознают и измеряют такие параметры, как интенсивность осадков, направление и скорость ветра, осуществляют наблюдение за другими атмосферными явлениями, важными для метеорологических целей. Они могут быть специализированными метео-РЛС или быть реализованы в качестве одной из функций обзорных РЛС.

Доплеровская метеорологическая РЛС. Это радиолокатор наблюдения за погодой, который использует доплеровский сдвиг частоты, вызванный движущимися атмосферными массами, чтобы определить скорость ветра и резкие изменения его направления и скорости. Такая РЛС может указать на опасные погодные явления, такие как торнадо или резкие нисходящие воздушные потоки и другие метеорологические эффекты.

РЛС распознавания целей. В ряде случаев оказывается важным распознать тип цели, наблюдаемой радиолокатором (например автомобиль или птица), определить ее подтип (легковой автомобиль или грузовик, скворец или воробей) или отличить цель одного класса от другого (круизный лайнер от танкера). В системах военного

---

[1] В русскоязычной технической литературе SLAR называют бортовой РЛС бокового обзора и обозначают как БРЛС. — *Прим. ред.*

[2] В русскоязычной технической литературе термин SAR переводится в зависимости от контекста: либо как режим синтезирования апертуры, либо как РЛС с заданным режимом и обозначают как РСА. — *Прим. ред.*

* Термин «когерентный» подразумевает, что фаза радиолокационного сигнала играет важную роль в процессе его обработки в РЛС.

[3] В русскоязычной технической литературе режим ISAR называют режимом инверсного синтезирования апертуры и обозначают как ИРСА. — *Прим. ред.*

назначения эту задачу обычно называют *некооперативным радиолокационным распознаванием целей* (NCTR — Noncooperative Target Recognition) в противовес кооперативной системе распознавания, такой как система опознавания «свой—чужой» (IFF — Identification Friend or Foe), которая не является радиолокационной[1]. Когда распознавание относится к природным объектам и окружающей среде, то РЛС, предназначенную для этой задачи, обычно называют *радиолокатором дистанционного зондирования* (окружающей среды).

Многофункциональная РЛС. Если каждая из вышеупомянутых РЛС полагалась выполняющей какую-либо одну радиолокационную функцию, то многофункциональная РЛС предназначена для выполнения более чем одной такой функции. Причем обычно в каждый момент времени выполняется одна функция, то есть реализуется режим разделения времени.

Есть много иных способов описать радиолокаторы, принимая во внимание место их установки: земля, море, авиационный носитель, космический аппарат; степень мобильности: мобильный, транспортабельный, стационарный; назначение: авиадиспетчерская служба, военного применения, подповерхностного зондирования, загоризонтные, инструментальные; особенности частотного диапазона, в котором они работают: УВЧ, L, S, лазерные (лидары), сверширокополосные, и другие параметры.

1.3. Информация, извлекаемая с помощью радиолокаторов

Само по себе обнаружение целей имеет небольшую ценность, если никакой другой информации о цели не извлекается. Аналогично информация о цели без ее обнаружения также бессмысленна.

Дальность. Вероятно, главный отличительный признак типового радиолокатора — его способность определить расстояние до цели путем измерения времени распространения сигнала от радиолокатора до цели и обратно. Никакой другой измерительный прибор (сенсор) не может измерить расстояние до объекта, находящегося на большой дальности, с точностью, обеспечиваемой радиолокатором. Ограничение точности дальнометрии на больших дальностях связано в основном с точностью знания скорости распространения электромагнитной волны в среде. При умеренных дальностях точность может составлять несколько сантиметров. Для измерения временной задержки излучаемый сигнал должен иметь своего рода *метки времени*. Метками времени могут служить короткие импульсы (амплитудная модуляция сигнала), но это может быть также периодическая частотная или фазовая модуляция. Точность измерения расстояния зависит от ширины полосы частот зондирующего сигнала: чем шире полоса, тем больше точность. Таким образом, *ширина полосы* — основной показатель точности измерения дальности.

Радиальная скорость. Радиальная скорость цели может быть вычислена как изменение ее дальности за единицу времени, но она может быть также оценена с помощью измерения доплеровского сдвига частоты. Точное измерение радиальной скорости требует времени. Следовательно, время — основной параметр, определяющий точность измерения радиальной скорости. Скорость и направление движения цели могут быть найдены по ее траектории, которая определяется радиолокатором путем измерений координат цели в течение некоторого интервала времени.

Угловое направление цели. Один из методов измерения углового направления цели состоит в определении угла, при котором величина отраженного сигнала на выходе сканирующей антенны максимальна. Этот метод обычно требует использования антенны с узкой шириной луча (антенны с высоким коэффициентом усиления). РЛС для обзора воздушного пространства с вращающимся антенным лучом определяет угловое положение цели именно таким способом. Направление на

[1] В соответствии с отечественной классификацией РЛС, принятой в гражданской авиации, эта система относится к радиолокационным системам с активным ответом или ко вторичным радиолокационным системам. — *Прим. пер.*

цель в одном угловом измерении может также быть определено при помощи двух антенных лучей, несколько смещенных по углу относительно друг друга, путем сравнения амплитуды отраженных сигналов в каждом луче. Для одновременного измерения азимута цели и угла места (возвышения над горизонтом) необходимы четыре луча. Хорошим примером такого метода является моноимпульсная радиолокационная станция сопровождения, описанная в главе 9. Точность угловых измерений зависит от *электрического размера антенны*, то есть от размера антенны, выраженного в длинах волны.

Размер и форма цели. Если РЛС обладает достаточной разрешающей способностью по дальности или углу, то она может выполнять измерения размеров цели по той координате, где имеется высокое разрешение. Обычно удается достичь высокой разрешающей способности по дальности, то есть в продольном направлении. Высокое разрешение в поперечном направлении, равное произведению дальности на ширину луча антенны, может быть получено только при очень узкой ширине луча. Однако ширина луча антенны ограничена максимальными размерами антенны. Таким образом, поперечное разрешение, полученное этим методом, не может быть столь же высоким, как разрешающая способность по дальности. Очень высокое поперечное разрешение может быть получено при анализе доплеровского спектра отраженных сигналов. Этот метод используется в РСА (РЛС с синтезированной апертурой) и ИРСА (РЛС с инверсной синтезированной апертурой), которым посвящена глава 17. Получить высокое поперечное разрешение с помощью РСА и ИРСА можно только при наличии бокового перемещения локатора относительно цели или цели относительно локатора. Если имеется достаточное разрешение и в продольном и в поперечном направлениях, то помимо оценки размеров цели возникает возможность оценить ее форму и использовать эту информацию для различения целей.

Важность ширины полосы частот в радиолокации. Ширина полосы частот связана с информационной емкостью или объемом информации, передаваемой за единицу времени, следовательно, это очень важный параметр для многих радиолокационных приложений. Есть два типа ширины полосы, с которыми приходится иметь дело радиолокации. Первый тип — *ширина полосы сигнала*, которая определяется длительностью импульса или шириной спектра внутриимпульсной модуляции сигнала. Второй тип — *ширина полосы настройки*. Сигнальная ширина полосы простого радиоимпульса длительностью τ равна $1/\tau$. Сложные импульсные сигналы, описанные в главе 8, могут иметь ширину полосы, намного большую, чем обратная величина длительности импульса. Широкая сигнальная полоса необходима для высокого разрешения по дальности, для точного измерения дальности цели и для того, чтобы иметь некоторую возможность различения одного типа цели от другого. Высокое разрешение по дальности также может быть полезным для уменьшения эффектов *мерцания* в РЛС сопровождения для реализации одного из методов оценки высоты полета воздушных целей, основанного на измерении задержки между прямым отраженным сигналом и сигналом, переотраженным земной поверхностью (называемого *методом многолучевого определения высоты*). Высокое разрешение по дальности способствует повышению отношения сигнал/помеха. В военных системах высокая разрешающая способность по дальности может использоваться для подсчета количества отдельных целей в плотной группе воздушных судов, а также для обнаружения и защиты от некоторых типов радиоэлектронного противодействия.

Ширина полосы настройки предполагает возможность изменять (перестраивать) рабочую частоту сигнала в пределах широкого диапазона выделенного спектра. Это может использоваться для того, чтобы понизить взаимные помехи среди РЛС, работающих в той же самой полосе частот, и для того, чтобы сделать радиоэлектронное противодействие противника менее эффективным. Чем выше рабочая частота, тем легче получить широкую полосу сигнала и широкую полосу настройки.

Ограничение на доступность частотного спектра, выделяемого радиолокационным системам, устанавливают национальные правительственные регулирующие агентства (в Соединенных Штатах — Федеральная комиссия по связи FCC — International Telecommunications Union), а на международном уровне — Международный союз электросвязи (ITU — International Telecommunication Union). После успешного применения радиолокации во Второй мировой войне радиолокационным системам выделили более одной трети всего микроволнового диапазона. За прошедшие годы

выделенная область спектра была значительно сокращена в связи с появлением многих коммерческих пользователей спектра, работающих в «эру беспроводных технологий», и других служб, требующих своей доли спектра электромагнитных волн. Таким образом, инженер — разработчик РЛС все острее и острее чувствует дефицит доступных областей спектра и сложность размещения требуемой полосы частот, которая является жизненно важной для успеха многих радиолокационных приложений.

Отношение сигнал/шум. Точность всех радиолокационных измерений, как и достоверность обнаружения целей, зависит от отношения E/N_0, где E — полная энергия принятого сигнала после его обработки радиолокатором и N_0 — мощность шума на единицу ширины полосы пропускания приемника. Таким образом, отношение E/N_0 — важный критерий возможностей РЛС.

Многочастотная работа. Возможность работы на более чем одной рабочей частоте дает радиолокатору важные преимущества [2]. Под *быстрой перестройкой частоты* обычно имеется в виду изменение несущей частоты от импульса к импульсу. *Частотное разнесение* обычно предполагает использование множества частот, которые широко разнесены по спектральной оси — иногда на несколько радиолокационных диапазонов. При использовании частотного разнесения РЛС может работать на каждой частоте одновременно или почти одновременно. Этот метод использовался почти во всех гражданских радиолокаторах управления воздушным движением. Быстрая перестройка частоты, однако, несовместима с использованием доплеровской обработки сигналов для обнаружения движущихся целей при воздействии пассивных помех, а частотное разнесение может быть совместимым с таким применением. Частотный диапазон, занимаемый сигналом, и при быстрой перестройке, и при разнесении намного больше, чем ширина полосы простого импульса длительностью τ.

Устранение провалов диаграммы направленности по углу места. Работа радиолокатора на единственной частоте может привести к образованию лепесткового характера диаграммы излучения антенны в вертикальной плоскости в результате интерференции прямого сигнала (РЛС — цель) и рассеянного поверхностью сигнала (РЛС — поверхность земли — цель). Под лепестковым характером излучения мы подразумеваем пониженное излучение под некоторыми углами места (провалы) и увеличенную мощность сигнала под другими углами (выступы). Изменение частоты позволяет изменить локализацию провалов и выступов так, чтобы провалы, существующие на одной частоте, компенсировались выступами на другой частоте и результирующая диаграмма излучения в целом стала бы более гладкой. При этом вероятность пропуска отраженного сигнала цели должна уменьшиться. Например, измерения, проводимые с помощью широкополосного экспериментального радиолокатора, известного как Senrad, работающего на частотах от 850 до 1400 МГц, показали, что в одночастотном режиме работы усредненная по большому числу наблюдений вероятность появления отметки цели при сканировании была равна 0,78. Когда же радиолокатор работал на четырех различных сильно разнесенных частотах, вероятность появления отметки цели при сканировании стала равной 0,98 — очень существенное увеличение, обусловленное только частотным разнесением [2].

Повышение вероятности обнаружения целей. Эффективная площадь отражения (ЭПО) сложной цели, такой как самолет, может очень существенно меняться с изменением частоты излучения. На некоторых частотах ЭПО будет малой величиной, а на других — большой. Если РЛС работает в одночастотном режиме, то существует вероятность получить слабый отраженный сигнал и, как следствие, пропуск цели. При смене частот ЭПО цели оказывается то малой, то большой, и успешное обнаружение становится более вероятным, чем при работе на единственной частоте. Это одна из причин, по которой почти все РЛС управления воздушным движением работают на двух частотах. При этом рабочие частоты разнесены на такую величину, при которой отраженные от цели сигналы оказываются взаимно некоррелированными, поэтому вероятность обнаружения увеличивается.

Понижение эффективности электронного противодействия противника. Любой реальный радиолокатор военного назначения должен быть готов к использованию противником мер радиоэлектронного подавления, снижающих эффективность этого локатора. Работа в широком диапазоне частот делает радиопротиводействие более трудным, чем при работе на одной частоте. При использовании шумовой заградительной помехи изменение частоты непредсказуемым для противника способом в

широкой полосе частот заставляет станцию помех распределять свою мощность по широкому частотному диапазону. Следовательно, снижается мощность помехи в полосе частот, занимаемой сигналом радиолокатора в момент отдельного зондирования. Частотное разнесение в широкой полосе также делает более трудным (но возможным) перехват рабочей частоты приемником противника, а противорадиолокационной ракете это затрудняет обнаружение и наведение на РЛС.

Доплеровское смещение частоты в радиолокации. Важность учета доплеровского сдвига частоты для импульсного радиолокатора была оценена вскоре после Второй мировой войны. Его использование со временем становилось все более и более важным фактором во многих радиолокационных приложениях. Современный радиолокатор был бы намного менее интересным или полезным, если бы эффект Доплера не существовал. Доплеровский сдвиг частоты f_d может быть найден в соответствии с выражением

$$f_d = 2v_r / \lambda = (2v \cos\theta) / \lambda, \tag{1.1}$$

где $v_r = v \cos\theta$ — относительная скорость цели (по отношению к РЛС) в м/с, v — абсолютная скорость цели в м/с, λ — длина волны РЛС в метрах и θ — угол между вектором скорости движения цели и линией визирования. С точностью примерно 3% доплеровская частота в герцах приблизительно равна скорости v_r в узлах, поделенной на длину волны λ в метрах.

Доплеровский сдвиг частоты широко используется для выделения движущихся целей на фоне неподвижных мешающих отражателей, как это описано в главах 2—5. Такие радиолокаторы известны как РЛС с СДЦ (РЛС с системой селекции движущихся целей), бортовая РЛС с СДЦ и импульсно-доплеровские РЛС. Все современные РЛС управления воздушным движением, все важные военные наземные радиолокаторы, бортовые РЛС обзора воздушного пространства и все самолеты-истребители используют в своих интересах эффект Доплера. Отметим, что во время Второй мировой войны ни один импульсный радиолокатор не использовал эффект Доплера. Радиолокаторы с непрерывным излучением также используют эффект Доплера для обнаружения движущихся целей, но практическое применение данных РЛС для этих целей сейчас не столь популярно, как это было в свое время. Загоризонтные РЛС декаметрового диапазона (см. гл. 20) не могли бы обнаружить ни одной движущейся цели из-за очень сильных отражений от поверхности Земли без использования эффекта Доплера.

Другим существенным радиолокационным приложением, зависящим от доплеровского смещения частоты, являются РЛС наблюдения за погодой, такие как РЛС Nexrad американской Национальной метеорологической службы (см. гл. 19).

Принцип работы РСА и ИРСА может быть описан с точки зрения использования доплеровского сдвига частоты (см. гл. 17). Бортовая доплеровская метеорологическая РЛС также основана на доплеровском смещении. Использование эффекта Доплера в радиолокаторах, вообще говоря, налагает большие требования на стабильность передатчика РЛС и повышает сложность обработки сигналов. Тем не менее эти требования охотно принимаются разработчиками, чтобы достигнуть существенных преимуществ, предоставляемых эффектом Доплера. Нужно также отметить, что доплеровское смещение — ключевая способность радиолокаторов, предназначенных для измерения скорости, например полицейских радаров, предназначенных для слежения за ограничением скорости транспортных средств, и других приложений, где требуется дистанционное измерение скорости.

1.4. Уравнение дальности действия радиолокатора

Уравнение дальности действия радиолокатора (или для краткости уравнение радиолокации[1]) не только служит очень полезной цели — расчету дальности действия как функции характеристик радиолокатора, но также полезно как ориентир

[1] В отечественной литературе это уравнение принято называть основным уравнением радиолокации. — *Прим. пер.*

при проектировании радиолокационных систем. Простая форма уравнения радиолокации выглядит следующим образом:

$$P_r = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi R^2} \cdot A_e. \tag{1.2}$$

Правая сторона уравнения записана как произведение трех сомножителей, чтобы отразить имеющие место физические процессы. Первый сомножитель справа — *плотность потока мощности излученного сигнала* на расстоянии R от радиолокатора, излучающего мощность P_t антенной с коэффициентом усиления G_t. Числитель второго сомножителя σ — эффективная площадь отражения (ЭПО) цели. Она имеет размерность площади (например квадратные метры) и является мерой энергии, переизлученной целью назад в направлении радиолокатора. Знаменатель второго сомножителя учитывает рассеяние отраженного сигнала на его обратном пути к радиолокатору. Произведение первых двух множителей представляет собой мощность отраженной радиоволны, падающей на единичную площадь приемной антенны радиолокатора. Отметим, что определение эффективной площади отражения цели σ *следует именно из этого уравнения*. Приемная антенна, имеющая эффективную площадь A_e, собирает мощность P_r отраженного сигнала, вернувшегося к радиолокатору. Если максимальную дальность действия радиолокатора R_{max} определить из условия равенства мощностей принятого сигнала и минимального обнаруживаемого сигнала радиолокатора S_{min}, то простая форма уравнения радиолокации будет выглядеть следующим образом:

$$R_{\max}^4 = \frac{P_t G_t A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{\min}}. \tag{1.3}$$

Большинство РЛС использует одну антенну и для передачи, и для приема. Из теории антенн известно соотношение между коэффициентом усиления антенны G_t на передачу и ее эффективной площадью на прием: $G_t = 4\pi \cdot A_e \,/\, \lambda^2$, где λ — длина волны РЛС. Подстановка этого выражения в (1.3) дает две других полезных формы записи уравнения радиолокации (непоказанные здесь). Одна из них представляет антенну только ее коэффициентом усиления, другая — только ее эффективной площадью.

Простая форма уравнения радиолокации поучительна, но не очень полезна, так как не учитывает много факторов. Минимальный обнаруживаемый сигнал ограничен шумом приемника и может быть выражен как

$$S_{\min} = kT_0BF_n\,(S/N)_1. \tag{1.4}$$

В этом выражении $kT_0 \cdot B$ — так называемый тепловой шум нагретого омического проводника, где k — постоянная Больцмана, T_0 — стандартная температура 290 °K и B — ширина частотной полосы приемника (обычно это ширина полосы УПЧ, если используется приемник супергетеродинного типа). Произведение kT_0 равно $4 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц. Чтобы учесть дополнительный шум, вносимый реальным (неидеальным) приемником, выражение теплового шума умножается на коэффициент шума F_n приемника, определенный как отношение мощности шума реального приемника к мощности шума идеального приемника. Принятый сигнал считается обнаруживаемым, если его мощность больше, чем мощность шума приемника, умноженная на коэффициент, обозначенный здесь как $(S/N)_1$. Эта величина — отношение сигнал/шум $(S/N)_1$, необходимое для обнаружения, если принимается только один импульс. Это отношение должно быть достаточно большим, чтобы при заданной вероятности ложной тревоги (возникающей, когда шум превышает порог приемника) получить заданную вероятность правильного обнаружения (как это описано во множестве учебников по радиолокации [3, 4]). Однако радиолокаторы, вообще говоря, принимают больше одного импульса прежде чем принять решение об обнаружении. Мы полагаем, что зондирующий сигнал радиолокатора — периодическая последовательность почти прямоугольных радиоимпульсов. Эти импульсы интегрируются (суммируются) перед тем, как будет вынесено решение об обнаружении. Чтобы учесть эти добавленные сигналы, числитель уравнения радиолокации умножается на коэффициент $n \cdot E(n)$, где $E(n)$ — показатель эффективности операции сложения n импульсов вместе. Эта величина может также быть найдена в стандартных учебниках и справочниках.

Мощность P_t — пиковая мощность импульса радиолокатора. Средняя мощность P_{av} лучше характеризует способность РЛС обнаруживать цели, и поэтому иногда ее включают в уравнение радиолокации с помощью подстановки $P_t = P_{av} / f_p \cdot \tau$, где f_p — частота повторения импульсов радиолокатора и τ — длительность импульса. Поверхность Земли и ее атмосфера могут сильно воздействовать на распространение электромагнитных волн и изменить область действия и возможности радиолокатора. В уравнении радиолокации эти эффекты распространения учитываются коэффициентом F^4 в числителе правой части уравнения, как описано в главе 26. С учетом упомянутой подстановки простая форма уравнения радиолокации записывается в виде

$$R_{max}^4 = \frac{P_{av} G A_e \sigma n E_i(n) F^4}{(4\pi)^2 k T_0 F_n f_p (S/N)_1 L_s}. \quad (1.5)$$

В процессе вывода уравнения (1.5) полагалось, что $B \cdot \tau \approx 1$, что обычно применимо к радиолокационным приемникам. Коэффициент L_s (больший, чем единица), называемый коэффициентом системных потерь, добавлен в выражение, чтобы учесть множество источников потерь, которые могут возникнуть в радиолокаторе. Коэффициент потерь может быть довольно большим. Если системными потерями пренебречь, то при расчете ожидаемой дальности действия радиолокатора можно совершить очень грубую ошибку. Величина потерь от 10 до 20 дБ считается весьма обычной, когда приняты во внимание все источники потерь радиолокационной системы.

Уравнение (1.5) применимо к радиолокатору, который наблюдает цель достаточно долго, чтобы принять n отраженных импульсов. Более строго оно применимо, если время наблюдения цели t_0 равно n/f_p. Примером может служить РЛС сопровождения, которая непрерывно наблюдает единственную цель в течение времени t_0. Для обзорной РЛС это уравнение, однако, должно быть модифицировано. Допустим, что обзорная РЛС наблюдает пространственную зону протяженностью Ω стерадиан с периодом обзора (периодом возврата к той же точке пространства) t_s. У РЛС авиадиспетчерской службы это время составляет от 4 до 12 секунд. Таким образом, у обзорной РЛС появляется дополнительное ограничение, связанное с необходимостью просмотреть пространственную зону Ω за время t_s. Период обзора t_s равен $t_0 \cdot (\Omega/\Omega_0)$, где $t_0 = n/f_p$ и Ω_0 — пространственная ширина луча антенны (стерадианы), связанная с коэффициентом усиления антенны G приближенным соотношением $G = 4\pi/\Omega_0$. Заменяя n/f_p в (1.5) эквивалентным выражением $4\pi t_s/G\Omega$, получим уравнение радиолокации для обзорной РЛС

$$R_{max}^4 = \frac{P_{av} A_e \sigma E_i(n) F^4}{(4\pi)^2 k T_0 \; F_n \; (S/N)_1 L_s} \cdot \frac{t_s}{\Omega}. \quad (1.6)$$

Разработчик РЛС имеет небольшое влияние на выбор времени обзора t_s и размера зоны обзора Ω, которые определены главным образом задачами, выполняемыми РЛС. Эффективная площадь отражения также определена назначением РЛС. Если к обзорной РЛС предъявляется требование большой дальности действия, то у такой РЛС должна быть достаточно большая величина произведения $P_{av} \cdot A_e$[1]. Поэтому общим показателем возможностей обзорной РЛС является *энергетическо-апертурный коэффициент*. Заметим, что рабочая частота не присутствует *явно* в уравнении обзорной РЛС. Выбор частоты, однако, будет сделан *неявно* другими способами.

Подобно тому, как уравнение радиолокации для обзорной РЛС отличается от общепринятой формы уравнения (1.5) или простой формы (1.2), каждый особенный тип радиолокаторов, вообще говоря, должен использовать уравнение радиолокации, скроенное по типу этого локатора. Если мешающие отражения от земли, моря или атмосферных объектов превышают шум приемника, уравнение радиолокации должно быть модифицировано так, чтобы учесть помехи, мешающие обнаружению в большей степени, чем шум приемника. Может сложиться ситуация, при которой

[1] В русскоязычной научно-технической литературе чаще говорят об энергетическом потенциале, под которым подразумевают произведение энергии излучения и эффективной площади приемной антенны. — *Прим. пер.*

возможности обнаружения целей в одной области действия РЛС ограничиваются пассивной помехой, а в другой — собственным шумом приемника. В этих условиях могут существовать два набора характеристик РЛС: один — оптимизированный для шума и другой — оптимизированный для помехи. Тогда при выборе технических параметров РЛС разработчику приходится идти, как это всегда бывает, на компромиссные решения. Совсем другой вид уравнение радиолокации принимает, когда дальность действия РЛС ограничена радиопротиводействием противника.

1.5. Диапазоны рабочих частот и их буквенные обозначения

Не всегда удобно указывать точные числовые границы частотного диапазона, в котором работает та или иная РЛС. Для многих РЛС военного назначения точное значение рабочей частоты обычно не раскрывается. Таким образом, использование буквенных обозначений диапазонов частот, в которых работают радиолокаторы, оказывается очень полезным. ИИЭР — Институт инженеров по электротехнике и радиоэлектронике, IEEE — Institute of Electrical and Electronic Engineers, официально стандартизировал буквенные обозначения радиолокационных диапазонов волн (частот), которые приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1. Условные обозначения радиолокационных частотных диапазонов, стандартизированные IEEE [5]

Обозначение диапазона	Номинальные границы диапазона	Частотные диапазоны ITU для радиолокационных систем. Регион 2
ВЧ	3—30 МГц	
ОВЧ	30—300 МГц	138—144 МГц 216—225 МГц
УВЧ	300—1000 МГц	420—450 МГц 890—942 МГц
L	1,0—2,0 ГГц	1215—1400 МГц
S	2,0—4,0 ГГц	2,3—2,5 ГГц 2,7—3,7 ГГц
C	4,0—8,0 ГГц	4,2—4,4 ГГц 5,25—5,925 ГГц
X	8,0—12,0 ГГц	8,5—10,68 ГГц
K_u	12,0—18,0 ГГц	13,4—14,0 ГГц 15,7—17,7 ГГц
K	18,0—27,0 ГГц	24,05—24,25 ГГц 24,65—24,75 ГГц
K_a	27,0—40,0 ГГц	33,4—36,0 ГГц
V	40,0—75 ГГц	59,0—64,0 ГГц
W	75,0—110 ГГц	76,0—81 ГГц 92,0—100 ГГц

Комментарии к таблице [6]. Международный союз электросвязи (ITU) назначает отдельные участки спектра электромагнитных волн для использования радиолокационными системами, как показано в третьей колонке таблицы, которая относится к региону 2 ITU (Северная и Южная Америка). Распределение частотного спектра в двух других регионах ITU незначительно отличается от приведенного.

Таким образом, радиолокатор L-диапазона может работать только в пределах полосы частот от 1215 до 1400 МГц, и даже в пределах этой полосы могут быть ограничения. Некоторые из выделенных ITU диапазонов ограничены в использовании, например, полоса частот между 4,2 и 4,4 ГГц зарезервирована (с несколькими исключениями) для авиационных бортовых радиовысотомеров. Нет никаких частот, официально выделенных ITU для радиолокации, в HF-диапазоне, но большинство HF-радиолокаторов делит частоты с другими радиосистемами. Буквенное обозначение диапазона миллиметровых волн для радиолокаторов — *mm*, и есть несколько частотных полос, выделенных радиолокационным системам в этой области, но они не указаны в таблице. Хотя официальные границы диапазона миллиметровых волн, установленные ITU, — от 30 до 300 ГГц, в действительности технические решения РЛС K_a-диапазона* ближе к технологиям микроволновых частот, чем к технологиям W-диапазона. Специалисты, работающие с радиолокационной техникой миллиметровых волн, часто рассматривают этот частотный диапазон как имеющий нижнюю границу 40 ГГц, а не «законную» нижнюю границу 30 ГГц с учетом значительной разницы в технологиях и областях применения радиолокаторов микроволнового и миллиметрового диапазонов. Понятие *«микроволны»* не было определено этим стандартом, но этот термин вообще относится к РЛС, которые работают на частотах от УВЧ до K_a. Есть причина, по которой буквенные обозначения диапазонов оказались малознакомыми инженерам нерадиолокационного профиля. Она состоит в том, что эти обозначения были первоначально использованы для описания рабочих частот радиолокаторов периода Второй мировой войны. Секретность того времени требовала, чтобы соответствие буквенных обозначений и реальных диапазонов частот, на которых работали РЛС, было известно только узким специалистам. У инженеров, работающих в области радиолокации, редко возникают трудности с использованием буквенных обозначений радиолокационных диапазонов.

Для обозначения других диапазонов электромагнитных волн используются другие буквы латинского алфавита, но эти диапазоны малопригодны для радиолокационных приложений, поэтому соответствующие обозначения никогда не использовались в радиолокационной практике. Одна из систем условных обозначений диапазонов радиоволн использует буквы A, B, C и т.д. Эта система была первоначально разработана для частотных диапазонов систем радиоэлектронного подавления [7]. Упомянутый ранее стандарт IEEE отмечает, что эти обозначения «несовместимы с радиолокационной практикой и не должны использоваться для описания диапазонов рабочих частот радиолокаторов». Таким образом, может существовать станция помех D-диапазона, но не может быть РЛС D-диапазона.

1.6. Влияние рабочей частоты радиолокатора на его характеристики

Диапазон рабочих частот известных к настоящему времени радиолокаторов простирается от 2 МГц (только немного выше диапазона АМ-радиовещания) до нескольких сотен гигагерц (область миллиметровых волн). Однако чаще частоты РЛС лежат в интервале от 5 МГц до 95 ГГц, редко выше. Это очень широкая область частот, и, следовательно, нужно ожидать, что технические решения, используемые в РЛС, их характеристики и сфера применения значительно меняются в зависимости от частотного диапазона, в котором эта РЛС работает. У РЛС каждого конкретного диапазона обычно имеются определенные свойства и характеристики, отличающие его от РЛС других диапазонов частот. Вообще большую дальность действия легче получить на более низких частотах, потому что проще создать мощные передатчики и физически большие антенны более низких частот. С другой стороны, на более высоких частотах легче достичь большей точности измерений дальности и других координат, потому что более высокие частоты предоставляют более широкую полосу для размещения спектра сигнала, ширина

* Радиоволны K_a-диапазона имеют длину от 8,3 мм до 9 мм, что формально относит их к миллиметровому диапазону, точнее к его нижней границе.

которого и определяет точность измерения дальности и разрешающую способность по дальности. На высоких частотах также проще создать остронаправленную антенну при ограниченных физических размерах самой антенны, поскольку угловая точность и угловое разрешение определяются отношением длины волны к размеру антенны. Далее кратко описаны практические применения радиолокационных систем в зависимости от используемого диапазона частот. Различия в использовании смежных диапазонов, однако, редко оказываются принципиальными, поэтому возможно перекрытие в характеристиках РЛС, относящихся к смежным диапазонам частот.

HF (ВЧ)[1] **(3—30 МГц).** Основным назначением РЛС ВЧ-диапазона (глава 20) является обнаружение целей на очень больших дальностях (до 2000 морских миль) с использованием явления отражения ВЧ-радиоволны от ионосферы, находящейся высоко над поверхностью Земли. Радиолюбители называют это явление *коротковолновым распространением* и используют для общения на больших расстояниях. Целями для РЛС ВЧ-диапазона могут быть самолеты, суда, баллистические ракеты, а также отражения от самой морской поверхности, которые несут информацию о направлении и скорости ветра, создающего волнение моря.

VHF (ОВЧ) (30—300 МГц). В начальный период появления радиолокаторов в 1930-х годах РЛС работали в этой полосе частот, потому что эти частоты представляли границу возможностей радиотехники того периода. Это подходящая частота для дальнего обзора воздушного пространства или обнаружения баллистических ракет. На этих частотах коэффициент отражения от поверхности может быть очень большим, особенно от поверхности воды. В результате интерференции прямого и поверхностного отраженного сигналов в случае их синфазного сложения значительно возрастает дальность действия РЛС ОВЧ-диапазона. Иногда этот эффект может почти удвоить дальность действия РЛС. Однако если есть усиливающая интерференция, которая увеличивает дальность, то должна существовать и ослабляющая интерференция, уменьшающая дальность обнаружения почти до нуля вдоль некоторых направлений диаграммы излучения антенны в вертикальной плоскости. Ослабляющее взаимодействие прямого и отраженного сигналов может привести к уменьшению дальности действия целей, наблюдаемых под малыми углами к поверхности. Наблюдаемость движущихся целей на фоне пассивных помех часто лучше при более низких рабочих частотах, если в РЛС используется доплеровская фильтрация, потому что неоднозначность по частоте Доплера, вызывающая слепые скорости, проявляется на низких частотах в гораздо меньшей степени. Радиолокаторам ОВЧ-диапазона не мешают отражения от дождя, но на них могут влиять многократные отражения от метеорной ионизации и полярного сияния. Эффективная площадь отражения самолетов в ОВЧ-диапазоне вообще больше, чем на более высоких частотах. РЛС этого диапазона часто дешевле по сравнению с радиолокаторами такой же дальности действия, работающими на более высоких частотах.

Хотя ОВЧ-диапазон имеет много достоинств при использовании в системах дальнего обнаружения, у него есть и некоторые серьезные недостатки. Ранее были упомянуты глубокие провалы диаграммы излучения антенны РЛС в вертикальной плоскости, в том числе при малых углах места. Области спектра, доступные РЛС ОВЧ, достаточно узки, в результате — низкая разрешающая способность по дальности. Ширина луча антенны обычно более широкая, чем на микроволновых частотах, и, как следствие, — плохое угловое разрешение и невысокая точность угловых измерений. Диапазон ОВЧ[2] переполнен важными гражданскими потребителями частотных ресурсов, такими как телевидение и ЧМ-радиовещание, дополнительно снижающими доступность спектра для радиолокационных применений.

---

[1] Между обозначениями частотных диапазонов, используемых в настоящем справочнике, и обозначениями диапазонов, принятых в России согласно ГОСТ 24375-80, существуют следующие соответствия: HF — ВЧ (высокие частоты); VHF — ОВЧ (очень высокие частоты); UHF, L, нижняя часть S-диапазона — УВЧ (ультравысокие частоты); верхняя часть S-диапазона, C, X, K_u, K и нижняя часть K_a-диапазона — СВЧ (сверхвысокие частоты); диапазон миллиметровых волн — КВЧ (крайне высокие частоты). — *Прим. пер.*

[2] Он же вещательный УКВ-диапазон (нижняя часть УКВ-диапазона, под которым обычно понимают объединение диапазонов ОВЧ и УВЧ). — *Прим. пер.*

Уровень внешнего шума, воздействующего на РЛС через антенну, в ОВЧ-диапазоне выше, чем на микроволновых частотах. Возможно, главное ограничение возможностей радиолокаторов в диапазоне ОВЧ — трудность получения достаточно широкой полосы спектра на этих переполненных частотах.

Несмотря на упомянутые ограничения, РЛС обзора воздушного пространства ОВЧ-диапазона широко использовались в Советском Союзе, потому что это была большая страна и более низкая стоимость РЛС данного диапазона делала их предпочтительными для обеспечения обзора ее большого воздушного пространства [8]. Сообщалось, что в СССР было выпущено большое количество обзорных РЛС ОВЧ-диапазона. Некоторые из них имели очень большие размеры и большую дальность, и большинство было транспортабельно. Интересно отметить, что бортовые РЛС перехвата воздушных целей широко использовались немцами во Второй мировой войне. Например, бортовой радиолокатор Lichtenstein SN-2 работал на частотах приблизительно от 60 МГц до более чем 100 МГц, в различных модификациях. РЛС этих частот не были подвержены помехам, создаваемым так называемыми *дипольными отражателями* или *чаф* (также известными как *уиндоу*[1]).

УВЧ (300—1000 МГц). Многие из характеристик радиолокаторов, работающих в диапазоне ОВЧ, в некоторой степени применимы также к РЛС диапазона УВЧ. Частоты УВЧ-диапазона хорошо подходят для работы бортовых систем селекции движущихся целей (БСДЦ, AMTI — Airborne Moving Target Indication)[2] в авиационных РЛС раннего предупреждения о нападении, как отмечается в главе 3. Этот диапазон удобен также для РЛС большого радиуса действия, предназначенных для слежения за спутниками и баллистическими ракетами. В верхней части этого диапазона располагаются частоты корабельных РЛС обзора воздушного пространства на больших дальностях, а также частоты радиолокаторов, называемых *виндпрофайлерами*, которые измеряют скорость и направление ветра.

Радиолокатор подповерхностного зондирования (земли) (GPR — Ground Penetrating Radar), описанный в главе 21, является примером того, что называют сверхширокополосными UWB[3] радиолокационными системами. Полоса частот сигналов GPR иногда охватывает диапазоны ОВЧ и УВЧ. Ширина спектра сигналов и приемного тракта такой РЛС может простираться, например, от 50 до 500 МГц. Широкая полоса пропускания необходима, чтобы получить высокую разрешающую способность по дальности. Более низкие частоты необходимы, чтобы позволить электромагнитной энергии распространяться в грунте. Даже в этом случае потери мощности сигнала при распространении в толще земли настолько высоки, что дальность действия простого мобильного GPR составляет только несколько метров. Такие дальности оказываются достаточными для обнаружения подземных кабелей электропередач и трубопроводов и других зарытых в землю предметов. РЛС, предназначенная для обнаружения целей, расположенных на поверхности земли, но под листвой деревьев, должна иметь частоты, аналогичные частотам GPR.

L-диапазон (1,0—2,0 ГГц). Это предпочтительная полоса частот для работы дальних (до 200 морских миль) РЛС обзора воздушного пространства. Хорошим примером такого радиолокатора является РЛС управления воздушным движением большого радиуса действия. Поскольку частоты этого диапазона выше, чем у описанных ранее, эффект дождя начинает сказываться на рабочих характеристиках радиолокатора. Таким образом, проектировщику РЛС, возможно, придется побеспокоиться об ослаблении эффекта дождя в L-диапазоне и на более высоких частотах. Этот диапазон хорошо подходит для дальнего обнаружения спутников и межконтинентальных баллистических ракет.

S-диапазон (2,0—4,0 ГГц). Радиолокаторы управления воздушным движением в районе аэропорта — это РЛС S-диапазона волн. Их радиус действия обычно

---

[1] Уиндоу (window) — станиолевые ленты, используемые английской бомбардировочной авиацией для создания пассивных помех во время Второй мировой войны. — *Прим. пер.*

[2] В русскоязычной технической литературе AMTI называют бортовой селекцией движущихся целей и обозначают как БСДЦ. — *Прим. ред.*

[3] В русскоязычной технической литературе UWB называют сверхширокополосным сигналом и обозначают как СШПС. — *Прим. ред.*

составляет 50—60 морских миль. В S-диапазоне возможно создание трехкоординатного радиолокатора, определяющего дальность, азимут и угол места цели.

Как было отмечено ранее, для дальнего обзора пространства лучше подходят низкие частоты, а для точного измерения координат — высокие. Если для решения обеих задач используется один и тот же радиолокатор, работающий в полосе одного диапазона, то S-диапазон — хороший компромисс. Иногда также допустимо использовать C-диапазон для РЛС, выполняющей обе функции. Обзорный радиолокатор авиационного комплекса (AWACS — Airborne Warning and Control System) — системы раннего предупреждения и управления — также работает в S-диапазоне. Обычно большинство радиолокационных систем работают в той полосе частот, в которой их рабочие характеристики оптимальны. Однако упомянутый радиолокатор системы AWACS — это РЛС S-диапазона, а аналогичный радиолокатор авиационной системы раннего предупреждения E2 AEW Военно-морского флота США — РЛС УВЧ-диапазона. Несмотря на значительную разность в частотах, известно, что у обеих РЛС сопоставимые рабочие характеристики [9]. Это исключение из общего правила относительно выбора оптимальной частоты для каждого конкретного радиолокационного приложения.

Метеорологический радиолокатор Nexrad также работает в S-диапазоне. Это хорошая частота для наблюдения за погодой, потому что на более низкой частоте отражения от дождя были бы намного слабее, так как мощность отраженного от дождевых капель сигнала изменяется пропорционально четвертой степени частоты. Выбор более высокой частоты привел бы к ослаблению радиоволны, распространяющейся сквозь потоки дождя, и точное измерение интенсивности дождевых осадков было бы проблематично. Существуют метеорологические РЛС, работающие на более высоких частотах, но они обычно имеют меньшую дальность, чем Nexrad, и используются для решения более частных задач по сравнению с комплексом точных метеорологических измерений, выполняемых Nexrad.

C-диапазон (4,0—8,0 ГГц). Эта полоса частот находится между S- и X-диапазонами и имеет промежуточные свойства по отношению к свойствам этих диапазонов. Поскольку у этого диапазона нет собственных специфических особенностей, часто выбор разработчиков склоняется в пользу S- или X-диапазонов, хотя в прошлом в C-диапазоне существовали важные радиолокационные приложения.

X-диапазон (8,0—12,0 ГГц). Это самый распространенный радиолокационный диапазон для военных применений. Он широко используется в военных бортовых РЛС на самолетах-перехватчиках, истребителях и штурмовиках, атакующих наземные цели, как описано в главе 5. Он также часто используется в РЛС картографирования с синтезированной апертурой и в РЛС с инверсной синтезированной апертурой. X-диапазон — подходящая частота для гражданских морских радиолокаторов, бортовых метео-РЛС обнаружения грозовых фронтов, бортовых доплеровских метео-РЛС и полицейских радаров измерения скорости. Системы радиолокационного наведения ракет иногда работают в X-диапазоне. Радиолокаторы X-диапазона имеют вообще небольшой размер и поэтому представляют интерес для приложений, где важны мобильность и малый вес, а очень большая дальность действия не является важным требованием. Относительно широкая полоса частот, доступная в X-диапазоне, и возможность получить узкую ширину луча у относительно малых антенн — важные свойства для приложений, требующих высокой разрешающей способности. Из-за высокой частоты X-диапазона дождь может стать серьезной причиной ухудшения рабочих характеристик систем этого диапазона.

K_u, K и K_a-диапазоны (12,0—40 ГГц). Поскольку каждый из рассматриваемых нами диапазонов имеет более высокую частоту, чем предыдущий, то, соответственно, уменьшаются физические размеры антенн и становится все труднее генерировать большую мощность излучения. Таким образом, дальность действия радиолокаторов на частотах, более высоких, чем X-диапазон, обычно меньше, чем в X-диапазоне. Военные бортовые РЛС K_u-диапазона нашли свое применение наряду с аналогичными локаторами X-диапазона. Эти частотные области являются предпочтительными, когда к РЛС предъявляются требования малого размера, но не требуется большая дальность действия. РЛС обзора летного поля, которые обычно устанавливаются на вышке здания диспетчерского пункта больших

аэропортов, работают в K_u-диапазоне прежде всего из-за лучшего пространственного разрешения, чем в X-диапазоне. В исходном K-диапазоне имеется линия поглощения водяных паров 22,2 ГГц, вызывающая ослабление, которое может быть серьезной проблемой в некоторых приложениях. Это обстоятельство было выявлено в начальный период разработки радиолокаторов K-диапазона во время Второй мировой войны и явилось причиной, по которой позже были введены K_u- и K_a-диапазоны. Сильные отражения сигналов от дождя могут ограничить возможности радиолокаторов на этих частотах.

Миллиметровые волны. Хотя эта частотная область имеет очень большую ширину, основной интерес для миллиметровой радиолокации представляют частоты вблизи 94 ГГц, где существует минимум ослабления радиоволны атмосферой, называемый *окном*. Окно — область малого затухания относительно соседних частот. Окно вблизи 94 ГГц столь же широко, как весь микроволновый диапазон. Как было отмечено ранее, для радиолокационных применений область миллиметровых волн практически начинается с 40 ГГц или даже с еще более высоких частот. Техника радиолокации миллиметровых волн и эффекты распространения в окружающей среде не просто отличаются от техники и эффектов микроволнового диапазона — они намного более ограничены внешними факторами. В отличие от микроволнового миллиметровый радиосигнал может сильно ослабляться, распространяясь в прозрачной для глаза атмосфере. Степень ослабления изменяется в пределах области миллиметровых волн. Ослабление в окне 94 ГГц фактически более высокое, чем ослабление внутри атмосферной спектральной линии поглощения водяного пара на 22,2 ГГц. Ослабление сигнала при его распространении в одном направлении на частоте поглощения кислорода 60 ГГц составляет приблизительно 12 дБ на километр, что по существу делает невозможным использование этой частоты радиолокаторами. Ослабление в дожде может быть также серьезным ограничением области миллиметровых волн.

Интерес к миллиметровым РЛС возник главным образом из-за стремлений разработчиков ответить на те вызовы, которые миллиметровый диапазон поставил перед инженерным сообществом, и их желания получить от его использования практическую пользу. Главное достоинство диапазона — возможность использовать сигналы с широкой полосой и, как следствие, высокая разрешающая способность РЛС по дальности и узкая ширина луча при небольших размерах антенны. Среди прочих достоинств — трудность использования противником средств электронного подавления и повышенная сложность перехвата частоты работающего передатчика по сравнению с более низкими частотами. В прошлом передатчики миллиметровых волн имели среднюю мощность, не превышающую нескольких сотен ватт, а обычно их мощность была намного меньше. Успехи в разработке гиротронов (глава 10) могут увеличить среднюю мощность передатчиков на несколько порядков относительно мощности типовых источников энергии миллиметрового излучения. Таким образом, требование большой мощности по отношению к миллиметровой РЛС уже не является ограничением, как это было ранее.

Лазерный локатор. Лазеры могут генерировать достаточно высокую полезную мощность в диапазоне оптических частот и в инфракрасной области спектра. Лазерным локаторам доступна широкая полоса спектра (работа очень короткими импульсами) и очень узкая ширина луча. Апертура антенны, напротив, намного меньше, чем в микроволновом диапазоне. Ослабление лазерного излучения в атмосфере и дожде очень высоко, и рабочие характеристики в сложных метеорологических условиях сильно ограничены. Шум приемника определяется главным образом квантовыми эффектами, а не тепловым шумом. По многим причинам лазерные локаторы получили ограниченное применение.

1.7. Номенклатура радиолокаторов США

Каждый вид военного электронного оборудования США, включая РЛС, имеет условное обозначение в соответствии с Объединенной системой обозначений типов электроники JETDS (Joint Electronics Type Designation System), утвержденной стандартом MIL-STD-196D. Буквенная часть обозначения состоит из букв *AN*, наклонной черты и трех дополнительных букв, специально подобранных для

Таблица 1.2. Условные обозначения JETDS, относящиеся к радиолокационным системам

Место установки (первая буква)	Тип оборудования (вторая буква)	Назначение (третья буква)
A. Пилотируемая авиация **B**. Подводное транспортное средство, подводная лодка **D**. Беспилотный летательный аппарат **F**. Стационарное наземное размещение **G**. Универсальное наземное размещение **K**. Амфибии **M**. Наземные мобильные платформы **P**. Портативные (носимые) **S**. Корабельные **T**. Транспортируемые наземные **U**. Универсальные **V**. Самоходные наземные транспортные средства **W**. Универсальное судовое (надводные и подводные суда) **Z**. Пилотируемая и беспилотная авиация, комбинированное	**L**. Электронное подавление **P**. Радиолокаторы **S**. Специального назначения или комбинированные **W**. Вооружение (специфическое, не отнесенное к другим категориям)	**B**. Бомбардировочное оборудование **D**. Радиопеленгаторы, средства разведки и наблюдения **G**. Управление огнем **N**. Навигационные **Q**. Специального назначения или комбинированные **R**. Приемники сигналов **S**. Обнаружение, измерение дальности, угловых координат, поиск целей **T**. Передача сигналов **W**. Автоматизация полетов и удаленное управление **X**. Идентификация и распознавание **Y**. Обзор (обнаружение и сопровождение целей) и управление (управление оружием и воздушным движением)

указания места установки оборудования, типа оборудования и его назначения. После трех букв стоит тире и число. Число означает номер конкретного образца оборудования, последовательно увеличивающийся для каждой отдельной комбинации букв. В табл. 1.2 приведены буквенные обозначения, относящиеся к радиолокационным системам.

За основным обозначением следует буква суффикса (*A*, *B, C*...), отражающая модификацию оборудования при условии сохранения взаимозаменяемости. Буква *V* в скобках, добавленная к обозначению, указывает на системы с изменяемыми характеристиками, функции которых могут различаться в связи с добавлением или удалением частей, блоков, узлов или их комбинаций. Если вслед за основным обозначением следует тире, буква *T* и номер, то оборудование предназначено для обучения. Кроме Соединенных Штатов эти обозначения могут также использоваться Канадой, Австралией, Новой Зеландией и Великобританией. Специальные группы номеров зарезервированы для этих стран. Дополнительная информация об обозначениях может быть найдена в стандарте MIL-STD-196D.

Федеральное авиационное агентство США использует следующие обозначения для РЛС управления воздушным движением:

- **ASR** (Airport Surveillance Radar) — аэродромная обзорная РЛС управления воздушным движением (УВД);
- **ARSR** (Air Route Surveillance Radar) — трассовая обзорная РЛС УВД;
- **ASDE** (Airport Surface Detection Equipment) — радиолокационное оборудование обзора летного поля;
- **TDWR** (Terminal Doppler Weather Radar) — аэроузловой доплеровский метеорологический радиолокатор.

Цифры, стоящие после буквенного обозначения, указывают порядковый номер разработки радиолокатора.

Метеорологические РЛС, разработанные Метеорологической службой США (NOAA — National Oceanic and Atmospheric Administration), обозначаются как WSR (WSR — Weather Surveillance Radar). Номер после обозначения — год начала эксплуатации РЛС. Таким образом, WSR-88D — доплеровский радиолокатор Nexrad, введенный в эксплуатацию в 1988 году. Буква *D* указывает, что это доплеровская метеорологическая РЛС.

1.8. Основные достижения радиолокации в XX веке

Приведем краткий перечень основных достижений в области радиолокационной техники и функциональных возможностей РЛС двадцатого века. Перечень приводится в хронологическом, хотя и нестрогом порядке.

- Разработка радиолокаторов ОВЧ-диапазона наземного, корабельного и авиационного базирования для целей противовоздушной обороны в предшествующие годы и в течение Второй мировой войны.
- Изобретение магнетрона микроволнового диапазона и освоение техники волноводов в начале Второй мировой войны, позволивших создать РЛС микроволнового диапазона, обладавших значительно меньшими размерами и большей мобильностью.
- Разработка более ста различных моделей РЛС в лаборатории исследования излучений Массачусетского технологического института за пять лет ее существования во время Второй мировой войны, заложившая основы техники микроволновых РЛС.
- Теория радиолокационного обнаружения Маркума.
- Изобретение и разработка усилителей на клистронах и ЛБВ, обеспечивших большую мощность наряду с хорошей стабильностью.
- Использование доплеровского сдвига частоты для обнаружения сигналов от движущихся целей на фоне мешающих отражений существенно большей интенсивности.
- Разработка РЛС для управления воздушным движением.
- Технология сжатия сложных сигналов.
- Разработка моноимпульсной РЛС сопровождения с высокой точностью слежения и лучшей устойчивостью к мерам радиоэлектронного противодействия, чем предшествующие РЛС сопровождения.
- РЛС с синтезированной апертурой, обеспечивающая получение подробных изображений поверхности Земли и расположенных на ней объектов.
- Бортовая РЛС обзора с системой СДЦ, позволяющая обнаруживать цели на больших дальностях и следить за ними при наличии пассивных помех.
- Стабильные компоненты и подсистемы, а также антенны с очень низким уровнем боковых лепестков, позволившие создать импульсно-доплеровские РЛС режима ВЧП (используемые в системе AWACS) с эффективным подавлением пассивных помех.
- Загоризонтная РЛС декаметрового диапазона, увеличившая на порядок дальность обнаружения самолетов и судов.
- Цифровая обработка, появившаяся в начале 1970-х годов, оказавшая очень существенное влияние на улучшение характеристик РЛС.
- Автоматическое обнаружение и слежение в обзорных РЛС.
- Серийное производство РЛС с фазированными антенными решетками с электронным управлением лучом.
- РЛС с инверсной синтезированной апертурой (ИРСА), которая обеспечивает разрешение, необходимое для распознавания типов судов.
- Доплеровская метеорологическая РЛС.
- РЛС космического базирования, предназначенные для локации планет, таких как Венера.
- Точное компьютерное вычисление эффективной площади отражения сложных целей.
- Многофункциональная бортовая военная РЛС, имеющая относительно малые размеры и небольшой вес, располагающаяся в носовой части самолета-истребителя

и способная выполнять большое количество различных функций в режимах воздух — воздух и воздух — поверхность.

Какие из достижений в области радиолокации являются более важными — всегда спорный вопрос. Кто-то мог бы составить другой список. Не все существенные достижения в области радиолокации были включены в приведенный перечень. Он, возможно, был бы намного длиннее и, возможно, включал бы множество примеров, относящихся к тематике каждой из других глав этой книги. Однако и этот список в достаточной мере отражает характер достижений, которые были важны для улучшения характеристик РЛС.

1.9. Применения радиолокации

Военные применения. Радиолокатор был изобретен в 1930-х годах, что было обусловлено необходимостью защиты от тяжелых военных бомбардировщиков. Радиолокаторы предназначались прежде всего для военного применения, ставшего, вероятно, самой важной областью их использования и стимулом большинства усовершенствований, которые в дальнейшем нашли применение и в гражданских РЛС.

Основным назначением военных радиолокаторов наземного, морского и авиационного базирования стала противовоздушная оборона (ПВО). Без использования РЛС успешное осуществление ПВО было практически невозможно. РЛС ПВО используются для обзора воздушного пространства на больших дальностях, обнаружения на близких расстояниях низколетящих целей, внезапно появляющихся из-за возвышенностей, для управления оружием, наведения ракет, опознавания по данным запроса и распознавания типа целей и для оценки потерь, причиненных боевыми действиями. Дистанционный радиовзрыватель во многих видах оружия также является примером радиолокатора. Отличным критерием успеха РЛС ПВО являются большие суммы денег, которые были потрачены на методы снижения эффективности таких радиолокаторов. Они включают радиоэлектронное подавление и другие аспекты радиоэлектронной борьбы, противорадиолокационные ракеты, наводящиеся на средства ПВО, самолеты и суда с малой ЭПО. РЛС также используются военными для разведки, наведения оружия на наземные или морские цели и для обзора пространства над поверхностью моря.

На поле боя от РЛС требуется выполнить функции обзора воздушного пространства (включая слежение за самолетами, вертолетами, ракетами и беспилотными летательными аппаратами), управления оружием, перехвата воздушных целей, определения местоположения оружия противника (минометов, артиллерии и ракетных установок), обнаружения вторжений и управления воздушным движением.

Использование РЛС для защиты от баллистических ракет вызывает интерес со времени появления угрозы от них в конце 1950-х годов. Большие дальности, высокие сверхзвуковые скорости и сравнительно малый размер целей, какими являются баллистические ракеты, создают серьезные проблемы для разработчиков РЛС. В этом случае отсутствуют естественные мешающие отражения, как при защите от воздушного нападения, но баллистические ракеты могут появиться при наличии большого количества ложных целей и других контрмер, которые противник может использовать, чтобы скрыть вход в атмосферу летательного аппарата, несущего боеголовку. При защите от баллистических ракет более важной становится задача распознавания, а не обнаружение и сопровождение. Необходимость предупреждения о приближении баллистических ракет привела к появлению множества РЛС различных типов, выполняющих эту функцию. Аналогично были развернуты РЛС, предназначенные для обнаружения и слежения за спутниками.

Родственной задачей для гражданских РЛС является обнаружение и перехват воздушного наркотрафика. Есть несколько типов РЛС, выполняющих эту задачу, включая загоризонтные РЛС декаметрового диапазона.

Дистанционное исследование окружающей среды. Основное применение в этой категории находят метеорологические РЛС, такие как радиолокатор Nexrad,

результаты работы которого часто демонстрируют в телевизионных прогнозах погоды. Существуют также РЛС вертикального зондирования атмосферы, которые определяют скорость ветра и его направление как функцию высоты, обнаруживая очень слабое радиолокационное эхо от ясного неба. В районе аэропортов располагаются метеорологические РЛС, использующие эффект Доплера (TDWR). Эти РЛС способны предупреждать об опасном погодном эффекте, известном как *сдвиг ветра,* который может сопровождать грозы. Обычно в носовой части как малых, так и больших самолетов есть специально разработанный метеорологический радиолокатор предупреждения о грозе и другой опасной погоде.

Другим примером РЛС, успешно применяемой для дистанционного зондирования, является бортовой спутниковый высотомер, который измеряет форму *геоида* (средний уровень моря, неодинаковый для разных районов земного шара) в различных точках мирового океана с исключительно высокой точностью. В прошлом предпринимались попытки использования РЛС для определения влажности почвы и для оценки состояния урожаев в сельском хозяйстве, но они не обеспечивали удовлетворительную точность. Спутниковые или авиационные РЛС картографирования используются для оказания помощи судам в осуществлении навигации в северных морях, покрытых льдом, так как РЛС может определить тип льда, который легче преодолеть судну.

Управление воздушным движением. Высокий уровень безопасности современного воздушного сообщения отчасти обеспечивается успешным применением РЛС для эффективного, рационального и безопасного управления воздушным движением. Большинство аэропортов используют наземные обзорные РЛС (ASR) для наблюдения за воздушным движением в окрестностях аэропорта. Такие РЛС также предоставляют информацию о погоде в близлежащих районах, что позволяет скорректировать курс самолета для предотвращения его попадания в плохие метеоусловия. В больших аэропортах также имеется РЛС, называемая радиолокатором (оборудованием) обзора летного поля (ASDE — Airport Surface Detection Equipment), который используется для наблюдения и безопасного управления передвижением самолетов и транспортных средств аэропорта на земле. Для управления воздушным движением на пути от одного аэропорта в другой во всем мире используются трассовые РЛС дальнего радиуса действия (ARSR — Air Route Surveillance Radar). Система управления воздушным движением с радиоответчиками (ATCRBS — Air Traffic Control Radar Beacon System) не является радиолокационной и используется для опознавания самолетов во время полета[1]. Здесь используется технология, аналогичная радиолокационной, и аппаратура опознавания, основанная на системе «свой—чужой» (IFF), которая применяется в военной авиации.

Прочие применения. Очень большое значение имело использование радиолокации для получения информации, которая не могла быть получена любыми другими методами. Таким применением было исследование поверхности планеты Венера с помощью РЛС картографирования, способной «видеть» изображение поверхности планеты, находящейся под постоянным облачным покровом. Одной из самых широко используемых и наименее дорогих РЛС является гражданская судовая РЛС, применяемая во всем мире для осуществления безопасной навигации больших и малых судов. Некоторые читатели, несомненно, сталкивались с полицией на автомагистралях, использующей доплеровские РЛС непрерывного излучения для измерения скорости автомобиля. РЛС подповерхностного зондирования используется, чтобы обнаружить подземные коммуникации, а также полицейскими для нахождения закопанных предметов. Археологи используют ее, чтобы определить, где следует искать артефакты под землей. РЛС оказывается полезной как для орнитологов, так и для энтомологов для лучшего понимания перемещений птиц и насекомых. Было также продемонстрировано, что РЛС может обнаружить просачивание газа, которое часто происходит над залежами нефти и газа [10].

[1] В отечественной литературе эти системы носят название вторичных радиолокаторов или РЛС с активным ответом. — *Прим. пер.*

1.10. Концептуальный подход к проектированию радиолокаторов

Существуют различные аспекты проектирования РЛС. Но прежде чем новая РЛС, не существовавшая ранее, может быть создана, должна быть разработана *концепция* будущей системы, которая станет основой для последующего фактического проектирования. Основой концепции проекта являются требования к РЛС, которые удовлетворят ее заказчика или эксплуатационщика. Результатом разработки концепции проекта должно стать появление набора характеристик радиолокатора, тех самых, что входят в основное уравнение радиолокации и связанные с ним формулы, а также общих характеристик подсистем (передатчика, антенны, приемника, устройств обработки сигналов и т.д.), которые должны быть реализованы. Уравнение радиолокатора используется в качестве важного инструмента для анализа альтернатив и принятия сбалансированных решений разработчиком РЛС и для выработки подходящей концепции, удовлетворяющей необходимым требованиям. В этом разделе кратко описан подход к концептуальному проектированию нового радиолокатора, которым может руководствоваться инженер-разработчик. Не существует строго установленных процедур концептуального проектирования. Каждая компания, разрабатывающая РЛС, и каждый инженер-разработчик вырабатывают его или ее собственный стиль. То, что здесь описано, является кратким изложением одного из подходов к концептуальному проектированию РЛС.

Общее руководство. Следует отметить, что существуют по крайней мере два пути проектирования новой РЛС для некоторого конкретного применения. Один из методов основан на использовании преимуществ какого-либо нового изобретения, нового технического решения, нового устройства или нового знания. В качестве примера можно привести изобретение магнетрона в начале Второй мировой войны. После появления магнетрона облик новых радиолокаторов стал отличаться от предшественников. Другой и, вероятно, более общепринятый метод разработки концепции РЛС должен начинаться с изучения задач, которые новый радиолокатор должен выполнять, исследовать различные пути, позволяющие достичь требуемых показателей, тщательно оценить каждый из возможных путей и затем выбрать тот, который лучше всего удовлетворяет требованиям заказчика и финансовым ограничениям. Короче говоря, разработка концепции могла бы состоять из следующих шагов:

- *Описание поставленных задач и требований, которые должны быть выполнены.*
  Это делается с точки зрения заказчика или пользователя радиолокатора.
- *Взаимодействие между заказчиком и системным инженером.*
  Осуществляется в целях проработки альтернативных решений, о которых заказчик мог не знать, но которые могли бы позволить получить лучший результат без чрезмерного увеличения стоимости или риска. К сожалению, диалог между потенциальным пользователем РЛС и системным инженером не всегда происходит на равных.
- *Поиск и анализ возможных решений.*
  Этот этап включает осознание преимуществ и ограничений различных возможных решений.
- *Выбор оптимального или близкого к оптимальному решений.*
  Во многих инженерных решениях оптимальное не означает наилучшее, так как наилучшее может быть нереализуемым или недостижимым в данное время. Оптимальное, как здесь принято, означает наилучшее с учетом ряда имеющихся ограничений. Инженерная разработка часто завершается достижением почти оптимального, но не оптимального решения. Выбор предпочтительного решения должен быть основан на строго определенном критерии.
- *Детализированное описание выбранного подхода.*
  На этом этапе конкретизируются характеристики РЛС и тип подсистем, входящих в ее состав.
- *Анализ и оценка предлагаемого проекта.*
  Это делается для проверки правильности выбранного метода.

Включившись в этот процесс, можно зайти в тупик и снова начинать с нуля, иногда не раз. Необходимость снова начинать с нуля не является чем-то необычным в процессе новой разработки.

Для разработки проекта РЛС невозможно предложить однозначный набор инструкций. Если бы это было возможно, то проект радиолокатора мог бы полностью быть выполнен компьютером. Так как обычно полная информация отсутствует, то для успешного завершения большинству инженерных разработок в определенный момент требуются независимая оценка и экспериментальная проверка.

Уравнение радиолокатора в концепции проекта. Уравнение радиолокатора служит основой при разработке концепции проекта РЛС. Некоторые параметры этого уравнения определяются функциями, которые радиолокатор должен выполнять. Другие могут быть в одностороннем порядке выбраны заказчиком, но это должно быть сделано с осторожностью. Именно заказчик обычно определяет тип целей и особенности окружающей обстановки, в которой работает радиолокатор, ограничения на размер и вес, форму представления радиолокационной информации и любые другие накладываемые ограничения. Эти сведения используются инженером — разработчиком РЛС для определения эффективной площади отражения цели, периода обзора, точности измерения дальности и угловых координат, удовлетворяющих требованиям заказчика. На некоторые параметры, такие как коэффициент усиления антенны, могут оказывать влияние несколько условий или требований. Например, на определение ширины луча антенны могут влиять точность слежения, требования по угловому разрешению целей, близко расположенных друг к другу, максимальный размер, который может иметь антенна с учетом места установки РЛС, необходимость обеспечения требуемой дальности действия радиолокатора и выбора его рабочей частоты. Частота, на которой работает радиолокатор, обычно определяется многими параметрами, включая допустимость использования определенного частотного диапазона. Рабочая частота может быть последним из выбираемых параметров после того, как были определены компромиссные значения других параметров.

Литература

1. IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronic Terms, 4th Ed. New York: IEEE, 1988.
2. M. I. Skolnik, G. Linde, and K. Meads. Senrad: an advanced wideband air-surveillance radar, IEEE Trans., vol. AES-37, pp. 1163—1175. October 2001.
3. M. I. Skolnik. Introduction to Radar Systems, New York: McGraw-Hill, 2001, Fig. 2.6.
4. F. E. Nathanson. Radar Design Principles, New York: McGraw-Hill, 1991. Fig. 2.2.
5. IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands, IEEE Std. 521—2002.
6. Описание радиолокационных диапазонов частот можно найти в «FCC Online Table of Frequency Allocations», 47 C.F.R. § 2.106.
7. Performing electronic countermeasures in the United States and Canada, U.S. Navy OPNAVINST 3430.9B, October 27, 1969. Similar versions issued by the U.S. Air Force, AFR 55-44; U.S. Army, AR 105-86; and U.S. Marine Corps, MCO 3430.1.
8. A. Zachepitsky, VHF (metric band) radars from Nizhny Novgorod Research Radiotechnical Institute, IEEE AES Systems Magazine, vol. 15, pp. 9—14, June 2000.
9. Anonymous, AWACS vs. E2C battle a standoff, EW Magazine, p. 31, May/June 1976.
10. M. Skolnik, D. Hemenway, and J. P. Hansen. Radar detection of gas seepage associated with oil and gas deposits, IEEE Trans, vol. GRS-30, pp. 630—633. May 1992.

ГЛАВА 2

РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ СДЦ

Уильям В. Шрэдер,
Shrader Associates, Inc.
Вилхелм Греджерс-Хансен,
научно-исследовательская
лаборатория ВМС США

2.1. Предисловие

Эта глава посвящена радиолокаторам так называемого поверхностного базирования, то есть расположенным на земле или установленным на борту судов. Бортовые самолетные РЛС, на проектирование и характеристики которых существенное влияние оказывает быстрое движение носителя, рассматриваются в главах 3, 4 и 5 этого *справочника*.

Фундаментальная теория радиолокационных систем селекции движущихся целей (РЛС СДЦ), изложенная в предыдущих изданиях *«Справочника по радиолокации»,* существенно не изменилась. Рабочие характеристики РЛС СДЦ, однако, были значительно улучшены благодаря прежде всего четырем достижениям:

1) повышению стабильности таких подсистем РЛС, как передатчики, гетеродины и приемники;
2) расширению динамического диапазона приемников и аналого-цифровых преобразователей (АЦП, A/D — Analog-to-Digital Converters)[1];
3) повышению быстродействия и функциональных возможностей цифровой обработки;
4) лучшему пониманию естественных факторов и, как следствие, повышению эффективности систем СДЦ, адаптирующихся к помеховой обстановке.

Эти четыре достижения дали практическую возможность использования сложных технических устройств, которые были разработаны, а иногда и испытаны много лет назад, но не могли быть применены на практике. Примерами таких ранних концепций, которые опережали практически доступные технологии, являются когерентный интегратор с индикацией скорости (VICI —Velocity Indicating Coherent Integrator) [1] и когерентный фильтр с элементами памяти (CMF — Coherent Memory Filter) [2, 54].

Несмотря на то, что эти усовершенствования способствовали значительному улучшению характеристик систем СДЦ, все еще не существует окончательных решений всех связанных с ними проблем, и при проектировании систем СДЦ все еще больше искусства, чем науки. Примером существующих проблем является тот факт, что при увеличении динамического диапазона приемников могут возникнуть нестабильности системы, приводящие к возрастанию остатков режекции помех (относительно шума самой системы), что увеличивает вероятность ложных обнаружений. Карты мешающих отражений (МО)[2], которые используются для предотвращения ложных обнаружений при наличии помех, работают вполне хорошо в случае неподвижных РЛС, но их трудно использовать, например, для корабельных РЛС, так как

[1] В русскоязычной технической литературе A/D называют аналого-цифровым преобразователем и обозначают как АЦП. — *Прим. ред.*

[2] В русскоязычной технической литературе мешающие отражения обозначают как МО. — *Прим. ред.*

при движении судна направление и дальность до каждого отражающего элемента поверхности меняется. При этом карта мешающих отражений перестает соответствовать действительности. Загрубление масштаба карты МО в целях противостояния быстрому изменению уровня помех существенно ограничит видимость цели на фоне окружающих ее мешающих отражений (см. далее в этой главе), что является одним из условий успешной работы СДЦ.

РЛС СДЦ должны работать в условиях, при которых могут присутствовать неподвижные источники мощных помеховых отражений, птицы, летучие мыши и насекомые, а также метеообразования, автомобили и атмосферные волноводы. Атмосферные волноводы представляют собой области *аномального распространения радиоволн*, которые способствуют формированию мешающих отражений (клаттера) от участков поверхности Земли, расположенных на очень больших расстояниях, что усугубляет выделение сигналов, отраженных от автомобилей, и может вызвать ложные обнаружения неподвижных отражателей на дальностях нескольких сотен километров.

Модели МО, рассмотренные в этой главе, являются аппроксимациями реальных типов помех с теми же названиями. При разработке систем СДЦ не имеют большого значения точные количественные характеристики помех, такие как точная форма спектра и амплитуда помехи или точное количество птиц и точечных отражателей (например водонапорных башен или нефтяных вышек) на единицу площади. Разработчик РЛС СДЦ должен создать устойчивую к изменению параметров помехи систему, которая должна хорошо функционировать и при отклонениях свойств реальных МО как от параметров, предусмотренных моделью, так и от самой модели МО.

РЛС СДЦ могут использовать вращающиеся антенны или неподвижные антенные решетки с электронным управлением лучом. Вращающаяся антенна излучает непрерывный модулированный сигнал, причем обработка принятого сигнала может выполняться фильтрами с конечной (КИХ, FIR — Finite-Impulse-Response)[1] и бесконечной (БИХ, IIR — Infinite-Impulse-Response)[2] импульсными характеристиками. При электронном сканировании можно использовать пакетный режим излучения, при котором излученный сигнал разбивается на отрезки импульсной последовательности, когерентные в пределах определенного временного интервала. В этом случае обработка когерентной пачки из N импульсов осуществляется КИХ-фильтрами. (Термин *«фильтр СДЦ»*, часто используемый в этой главе, является общим обозначением, включающим как КИХ-фильтры, так и БИХ-фильтры.) Режим сканирования, при котором отдельная цель облучается конечное время, предполагает пакетную обработку сигналов.

Существует много различных сочетаний методов СДЦ, но любой конкретный проект РЛС с системой СДЦ должен быть единой концепцией, включающей выбор параметров антенны, типа передатчика, закона модуляции сигнала, обработки сигнала с учетом условий работы.

В эту главу включены старые фотографии экранов индикатора кругового обзора (ИКО, PPI — Plan-Position Indicator)[3], поскольку они лучше отражают особенности внешней обстановки, которые трудно воспринимать по изображениям индикаторов многих современных РЛС. Эти фотографии иллюстрируют работу системы СДЦ, в том числе при наличии птиц, насекомых, атмосферных волноводов, лучше, чем это можно было описать словами.

Следует обратить особое внимание на заключительный параграф этой главы «Факторы, влияющие на показатели эффективности РЛС СДЦ», дающий понимание роли как технических средств, так и условий эксплуатации, которые стали итогом пристального изучения в течение многих десятилетий разработки систем СДЦ.

---

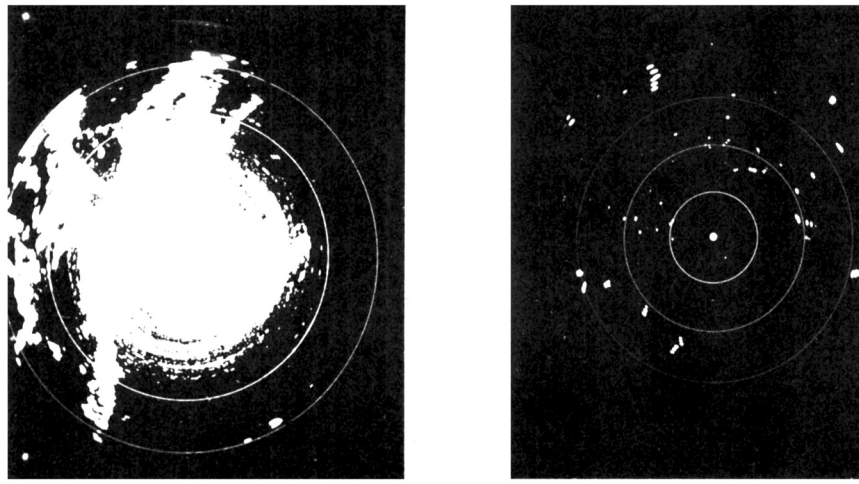
[1] В русскоязычной технической литературе FIR называют конечной импульсной характеристикой и обозначают как КИХ. — *Прим. ред.*

[2] В русскоязычной технической литературе IIR называют бесконечной импульсной характеристикой и обозначают как БИХ. — *Прим. ред.*

[3] В русскоязычной технической литературе PPI называют индикатором кругового обзора и обозначают как ИКО. — *Прим. ред.*

2.2. Введение в радиолокацию движущихся целей

Основной целью РЛС СДЦ является подавление отражений от неподвижных или медленно движущихся нежелательных целей мешающих отражателей, таких как здания, холмы, деревья, море и дождь, и выделение для последующего обнаружения или отображения сигналов, отраженных от движущихся целей, таких как самолет. На рис. 2.1 представлены две фотографии экрана индикатора кругового обзора ИКО, которые иллюстрируют эффективность работы такой системы СДЦ. Расстояние от центра до края изображаемой поверхности соответствует 40 морским милям (примерно 74,1 км). Кольцевые метки дальности выведены с интервалом 10 морских миль (18,52 км). На левой фотографии представлен экран, отображающий все принятые отраженные сигналы, среди которых превалируют отражения от неподвижных целей. Рисунок справа демонстрирует эффективность режекции помех системой СДЦ. Затвор камеры оставался открытым в течение трех периодов сканирования антенны, поэтому каждый обнаруженный самолет представлен тремя близко расположенными отметками. Чтобы отличить движущиеся цели от неподвижных, РЛС СДЦ использует доплеровское смещение частоты, присутствующее в отраженном от подвижной цели сигнале. В импульсной РЛС это доплеровское смещение проявляется как фазовый сдвиг между последовательно принятыми импульсами. Рассмотрим РЛС, излучающую радиочастотный импульс, который отражается как зданием (неподвижная цель), так и самолетом (подвижная цель), приближающимся к РЛС. Отраженные импульсы возвращаются к РЛС спустя определенное время. Затем РЛС излучает следующий импульс. Отражение от здания возвращается с тем же самым запаздыванием, в то время как отражения от двигающегося самолета возвращаются каждый раз быстрее, потому что самолет приближается к РЛС в интервалах между зондирующими импульсами. Точное время, необходимое отраженному сигналу для возвращения к РЛС, не имеет принципиального значения. Важно, изменяется ли время задержки между импульсами. Изменение задержки, которое составляет порядка нескольких наносекунд для таких целей, как самолет, определяется сравнением фазы принятого сигнала с фазой опорного генератора РЛС. Если цель движется между импульсами, то фаза принятого сигнала изменяется.



а) *б)*

Рис. 2.1. Фотографии экранов ИКО обычной РЛС (*а*) и РЛС СДЦ (*б*). Фотографии демонстрируют принцип работы системы СДЦ. Самолет появляется в виде трех последовательных отметок на правом снимке, так как затвор камеры был открыт в течение трех периодов сканирования антенны. Размер изображаемой области 40 морских миль

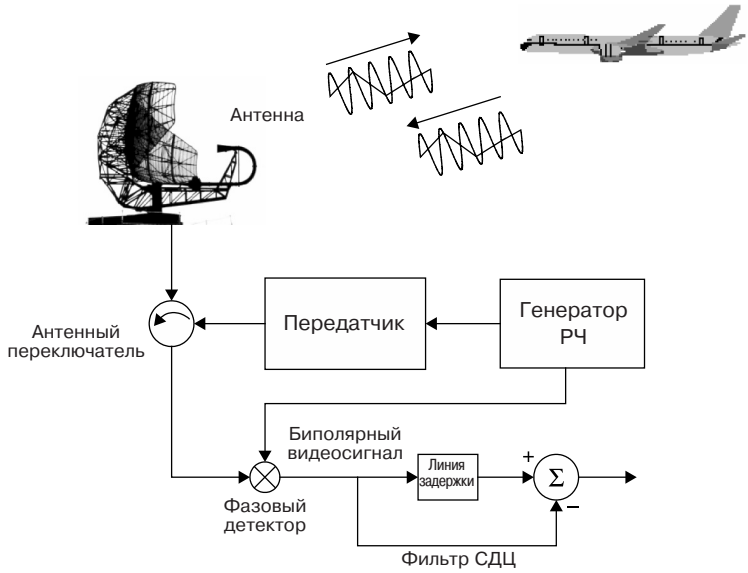


Рис. 2.2. Упрощенная структурная схема когерентной системы СДЦ

На рис. 2.2 показана упрощенная структурная схема когерентной системы СДЦ. Сигнал генератора радиочастоты (РЧ, RF — Radio Frequency)[1] поступает в передатчик, который формирует из него мощные зондирующие импульсы. Сигнал генератора РЧ также используется в качестве опорного сигнала при определении фазы отраженных сигналов. Информация о фазе отраженного импульса, принятого в интервале между излучениями зондирующих импульсов, запоминается на период их следования T и вычитается из фазовой информации принятого в следующем периоде импульса. Сигнал на выходе вычитающего устройства появляется только тогда, когда отражение произошло от движущейся цели.

Структурная схема системы селекции движущихся целей (СДЦ). На рис. 2.3 показана развернутая схема РЛС СДЦ. Эта структурная схема представляет современную РЛС управления воздушным движением, работающую в L- или S-диапазонах с типичным периодом следования импульсов, равным 1—3 мс, и длительностью импульса в несколько микросекунд с высокочастотным заполнением, когда в передатчике используется выходной усилитель на вакуумном приборе, таком как, например, клистрон. При использовании передатчика на твердотельных усилительных приборах длительность импульса с внутриимпульсной модуляцией может составлять десятки микросекунд. Принятые сигналы усиливаются малошумящим усилителем (МШУ, LNA — Low-Noise Amplifier)[2] и последовательно преобразуются по частоте вниз на одну или более промежуточных частот (ПЧ, IF — Intermediate Frequency)[3] путем смешивания со стабильными колебаниями местных гетеродинов. Ограничительный полосовой фильтр на ПЧ на выходе приемника предохраняет аналого-цифровой преобразователь АЦП от перегрузки, но и не допускает ограничения сигналов пределами динамического диапазона АЦП. В ранних системах СДЦ ограничитель сигналов ПЧ служил для преднамеренного ограничения динамического диапазона, чтобы снизить остатки МО на выходе системы СДЦ. Затем полученные сигналы

[1] В русскоязычной технической литературе RF называют радиочастотой и обозначают как РЧ. — *Прим. ред.*

[2] В русскоязычной технической литературе LNA называют малошумящим усилителем и обозначают как МШУ. — *Прим. ред.*

[3] В русскоязычной технической литературе IF называют промежуточной частотой и обозначают как ПЧ. — *Прим. ред.*

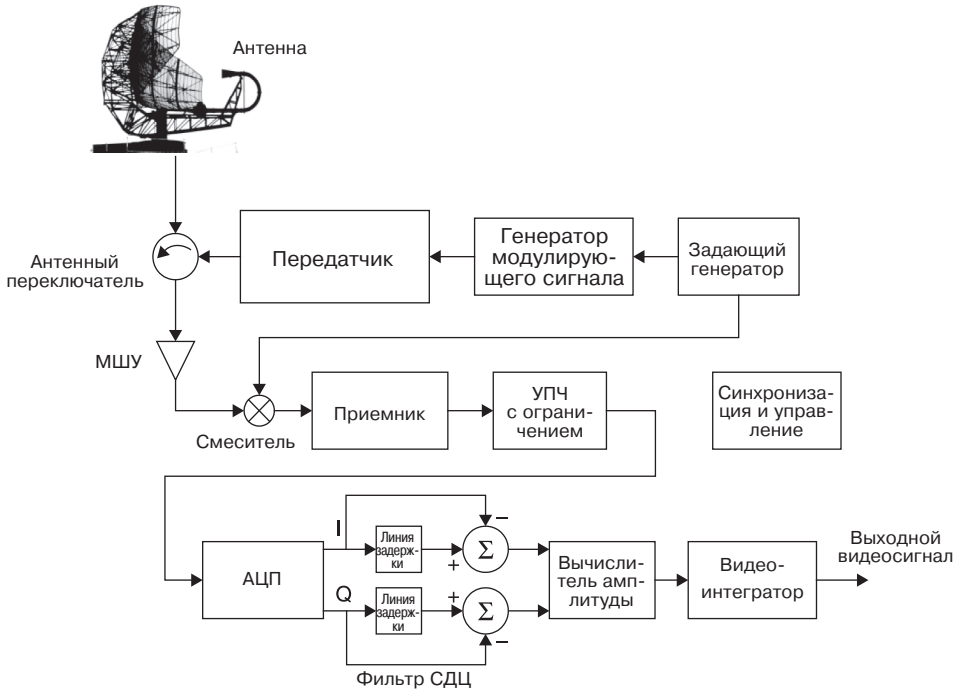


Рис. 2.3. Структурная схема системы СДЦ

преобразуются двухканальным АЦП в синфазные (I) и квадратурные (Q — Quadrature-phase) составлющие либо с использованием пары фазовых детекторов, либо посредством прямого стробирования, как описано в разделе 2.13. Синфазный (I) и квадратурный (Q) выходные сигналы являются функциями амплитуды и фазы сигнала на ПЧ и раньше именовались биполярными видеосигналами, но сейчас правильнее использовать более современный термин «комплексная огибающая принятых сигналов». На рис. 2.4 изображен пример такого биполярного видеосигнала (I или Q), сформированный за один период развертки и содержащий как МО, так и точечные цели (ТЦ)[1]. Если ТЦ движутся, суперпозиция биполярных видеосигналов от нескольких зондирующих импульсов будет выглядеть, как показано на рис. 2.5.

Остальные блоки структурной схемы на рис. 2.3 необходимы для последующего отображения движущихся целей на экране ИКО или для передачи в автоматический обнаружитель цели. Синфазные и квадратурные выходные сигналы АЦП

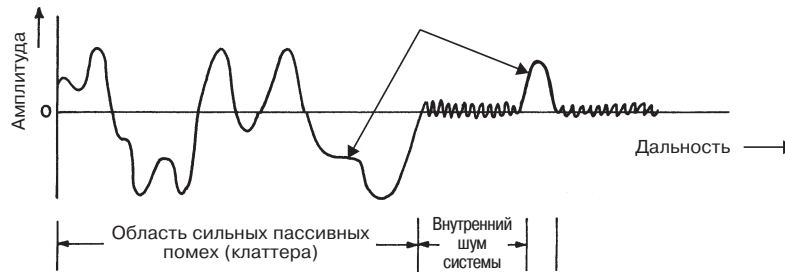


Рис. 2.4. Биполярный видеосигнал, сформированный за один период развертки

[1] В русскоязычной технической литературе точечные цели обозначают как ТЦ. — *Прим. ред.*

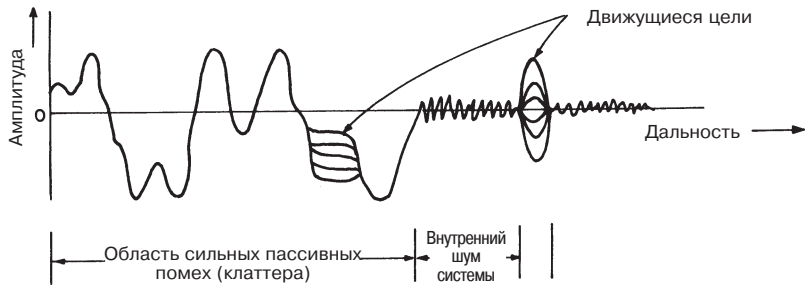


Рис. 2.5. Биполярный видеосигнал от последовательности зондирующих импульсов

сохраняются в памяти в течение периода повторения зондирующих импульсов, а также вычитаются из выходных сигналов предыдущего периода зондирования. Такая реализация представляет самый простой двухимпульсный компенсатор системы СДЦ, выполненный в виде фильтра первого порядка с конечной импульсной характеристикой (КИХ). Как описано в разделе 2.8, компенсаторы систем СДЦ, используемые в РЛС, реализуются с помощью фильтров более высокого порядка, а иногда и фильтров с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ).

В сигнале на выходе вычитающего устройства, представляющем собой биполярный сигнал, содержатся сигналы от движущихся целей, собственный шум системы и остатки режекции пассивных помех, если компенсация оказалась неполной. Затем вычисляется модуль (действительная огибающая) синфазного и квадратурных сигналов $\sqrt{I^2 + Q^2}$, после чего выходной сигнал преобразуется в аналоговый видеосигнал в цифроаналоговом преобразователе (АЦП) для отображения на экране ИКО. Цифровой сигнал может быть передан в автоматический обнаружитель цели. Динамический диапазон сигналов (отношение максимального сигнала к среднеквадратическому значению шума), отображаемых на экране ИКО, ограничен приблизительно 20 децибелами.

Ключевой особенностью работы селектора движущихся целей, которую иногда не указывают при описании сложных систем, является то, что он подавляет помеховые отражения, так как их фаза в соседних периодах зондирования не меняется или почти неизменна. Пассивная помеха подавляется после приема отражений от двух или нескольких зондирующих импульсов описанным выше способом, даже если каждый из зондирующих импульсов имеет частотную модуляцию или другие особенности, до тех пор пока эти особенности остаются одинаковыми от импульса к импульсу. Здесь необходимо подчеркнуть, что функционирование системы СДЦ не зависит от частотного разрешения РЛС цели от МО. Для обеспечения приемлемой разрешающей способности по частоте потребовалось бы облучать цель намного дольше, чем двумя импульсами, разделенными одним периодом повторения. Такое длительное время приема отраженных сигналов — одна из фундаментальных характеристик обнаружителя движущейся цели.

Структурная схема обнаружителя движущихся целей (ОДЦ, MTD — Moving Target Detection)[1]. Прогресс в области цифровой обработки сигналов к середине 1970-х годов впервые обеспечил практическую возможность повысить эффективность классической СДЦ за счет: 1) реализации банка параллельных КИХ-фильтров для повышения выходного отношения сигнал/помеха и 2) замены ограничителя сигнала на ПЧ, использовавшегося в прошлом, на формирователь карты МО с высокой разрешающей способностью для эффективного управления уровнем ложных тревог. Концепции этих устройств были предложены за много лет до использования когерентного интегратора с индикацией скорости (VICI) [1] и когерентного фильтра с элементами памяти (CMF) [2, 54]. Однако для практической

[1] В русскоязычной технической литературе MTD называют обнаружителем движущихся целей и обозначают как ОДЦ. — *Прим. ред.*

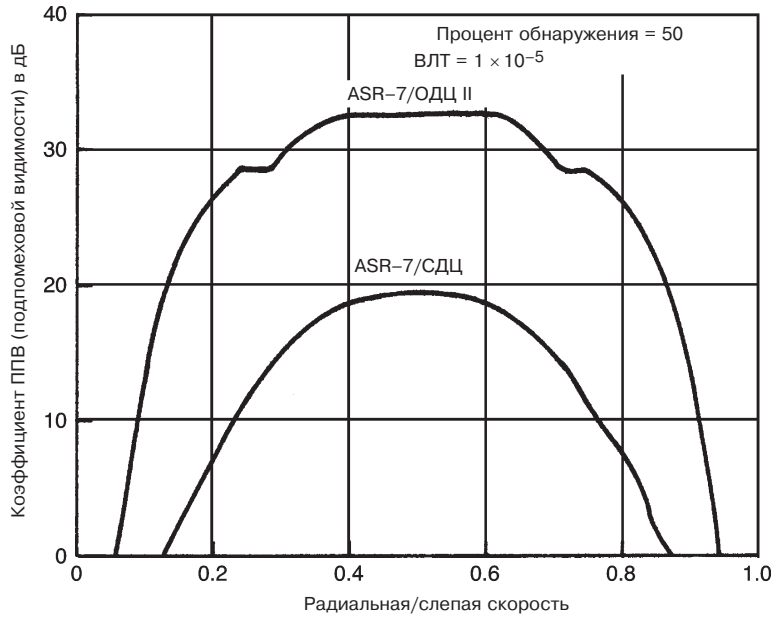


Рис. 2.6. Сравнение коэффициентов подпомеховой видимости целей при использовании системы СДЦ с компенсатором второго порядка и системы ОДЦ второго поколения (ОДЦ II): ВЛТ — вероятность ложной тревоги

реализации набора доплеровских фильтров и памяти на потенциалоскопах или на магнитном барабане, обеспечивающих карту МО, потребовались бы годы работ в Линкольновской лаборатории МТИ, проводимых в целях повышения эффективности функционирования обзорных РЛС аэропортов. Результат этой работы стал одним из первых практических примеров устройств, получивших название обнаружителей движущихся целей (ОДЦ) [3, 4]. Теория и ожидаемые преимущества этого подхода были описаны в двух отчетах 1972 года [5], которые содержали математическое обоснование принципов, необходимых для понимания и практической реализации концепции ОДЦ.

На рис. 2.6 показано прогнозируемое улучшение подпомеховой видимости для аэродромной обзорной РЛС ASR-7 при замене трехимпульсного процессора системы СДЦ системой ОДЦ второго поколения ОДЦ II.

Это улучшение было частично обусловлено применением доплеровских фильтров восьмого порядка вместо фильтра СДЦ второго порядка, а частично стало результатом увеличения динамического диапазона в процессоре ОДЦ и использования карты МО для подавления пассивных помех в областях, где уровень помех превышает возможности процессора сигналов РЛС.

На рис. 2.7 показана структурная схема процессора сигналов ОДЦ II. Параллельно функционирующие каналы обеспечивают прохождение сигнала от движущейся цели через двухимпульсный компенсатор СДЦ и набор доплеровских фильтров седьмого порядка, а также отдельный фильтр для сигналов неподвижных (с нулевой доплеровской скоростью) объектов. Из выходного сигнала фильтра нулевой скорости формируется карта МО с высоким разрешением, и информация этой карты используется для определения пороговых значений, устанавливаемых в двух каналах обработки. В канале обработки сигналов движущихся целей порог, полученный с использованием информации карты МО, понижается на коэффициент ожидаемого ослабления пассивных помех. В дополнение к пороговой обработке по карте помех используется традиционное сравнение с постоянным порогом, вычисленным по заданной вероятности ложной тревоги, для предотвращения индикации движущихся мешающих отражателей (дождь) и источников активных помех. Для каждого отдельного интервала когерентного накопления (ИКН, CPI —

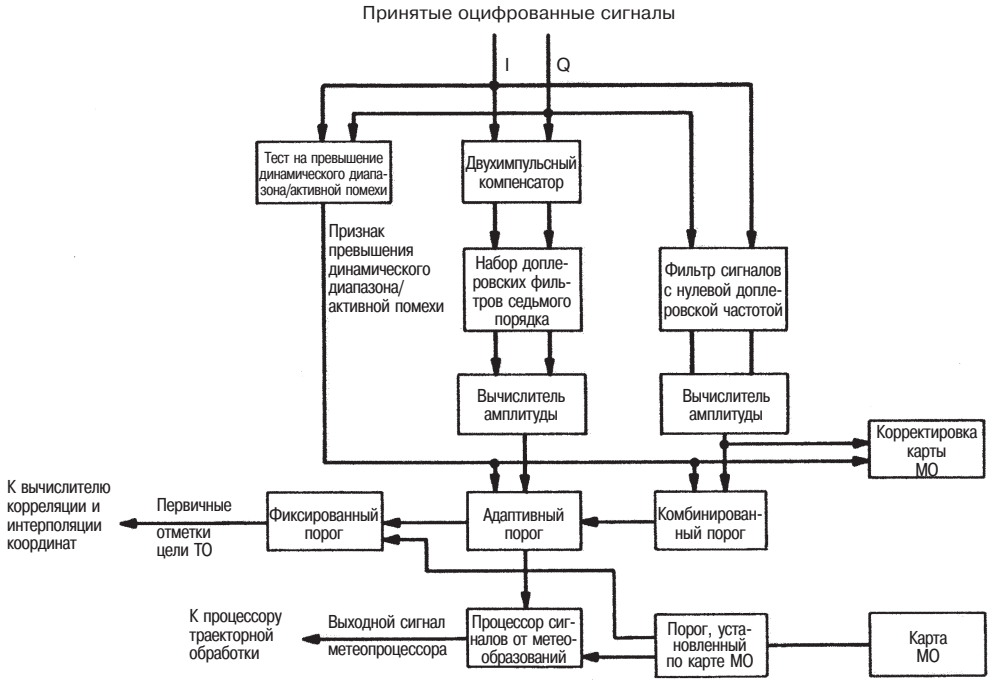


Рис. 2.7. Структурная схема сигнального процессора ОДЦ II: I — синфазный сигнал, Q — квадратурный сигнал

Coherent Processing Interval)[1] в результате такой обработки на выходе обнаружителя формируются сигналы, называемые *первичными обнаружениями (первичными отметками целей)*. На рис. 2.8 показана дополнительная обработка, требуемая для получения усредненных (по первичным измерениям координат) отметок целей, и обработка этих отметок для получения траекторий движения целей, отображаемых на экранах РЛС управления воздушным движением.

РЛС с ОДЦ излучает группу из N импульсов с постоянной частотой повторения импульсов (PRI — ППИ)[2] и с заданной несущей частотой. Данный временной интервал, соответствующий импульсной последовательности, обычно называется *интервалом когерентности (ИК)* или *пачкой импульсов*. Иногда для подавления пассивных помех от дальних отражателей, связанных с аномальными условиями распространения сигнала, к излучаемой пачке добавляют один или два радиоимпульса. Благодаря этому появляется возможность разрешения неоднозначности по дальности, свойственной сигналам от дальних отражений. Отраженные импульсы, принятые за время одной пачки, обрабатываются набором КИХ-фильтров N-го порядка. Затем РЛС может изменить частоту повторения импульсов (ЧПИ) и/или радиочастоту (РЧ) их заполнения и излучить следующую пачку из N импульсов. Большинству обзорных РЛС присуща неоднозначность по доплеровской частоте, приводящая к появлению слепых скоростей. Использование различных ЧПИ на соседних интервалах когерентности будет приводить к пропаданию сигнала цели на разных частотах в полосе пропускания фильтра, устраняя, таким образом, слепые скорости, присущие одной ЧПИ.

Каждый доплеровский фильтр рассчитан на выделение сигналов целей в неперекрывающихся областях полосы доплеровских частот и на подавление помех, присутствующих на всех других доплеровских частотах. Такой подход максимизирует

[1] В русскоязычной технической литературе CPI называют интервалом когерентного накопления или интервалом когерентной обработки и обозначают как ИКН или ИКГО. — *Прим. ред.*

[2] В русскоязычном издании вместо термина «Pulse Repetition Interval» (PRI) используется термин «период повторения импульсов» (ППИ). – *Прим. ред.*

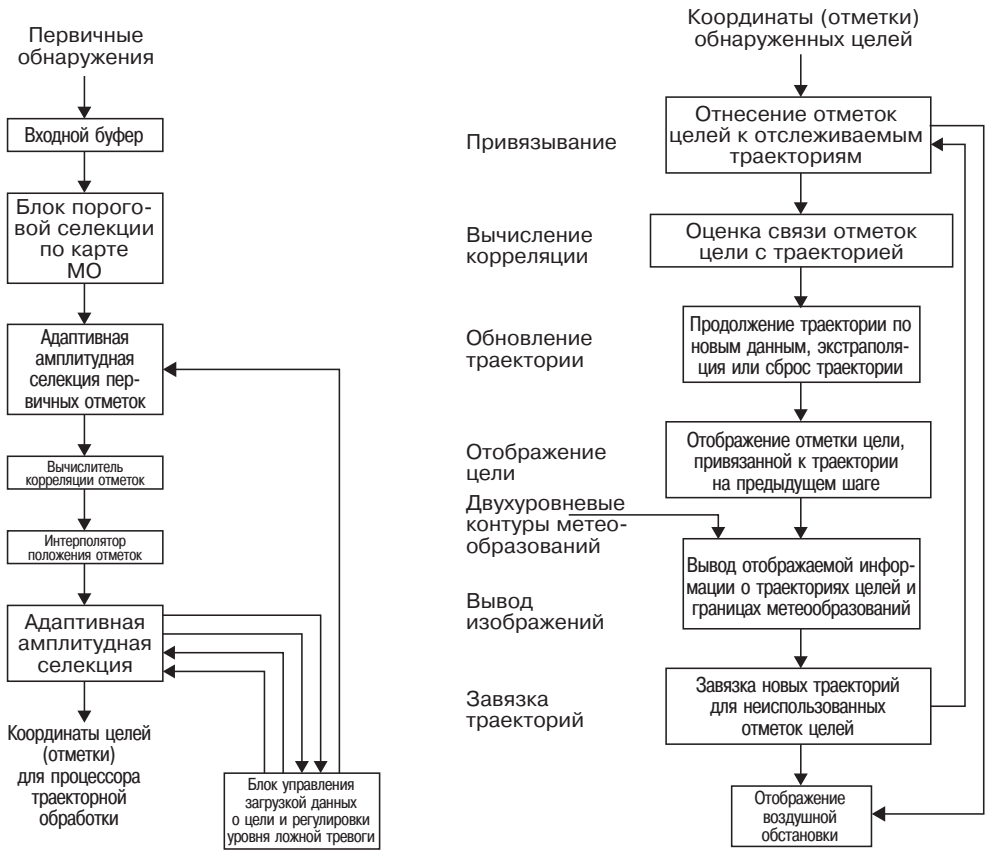


Рис. 2.8. Обработка первичных сигналов обнаружителя движущейся цели и радиолокационных отчетов цели в ОДЦ II

накопление когерентных сигналов в каждом доплеровском фильтре и обеспечивает подавление пассивных помех в более широком диапазоне доплеровских частот, чем в системе с единственным фильтром СДЦ. Таким образом, один или более фильтров пассивных помех могут подавить несколько источников пассивных помех, имеющих различные доплеровские частоты. На рис. 2.9 показан пример использования набора доплеровских фильтров ОДЦ для одновременного подавления пассивных помех от Земли и атмосферных образований (Wx — Weather Clutter). Можно заметить, что фильтры 3 и 4 обеспечивают существенное подавление пассивных помех от обоих источников.

Сигнал с выхода каждого доплеровского фильтра подвергается амплитудному детектированию и поступает на адаптивное пороговое устройство. Адаптивный порог определяется путем усреднения помехи в соседних элементах разрешения, благодаря чему вероятность ложной тревоги оказывается постоянной вне зависимости от мощности остатков режекции пассивных помех при условии, что помеха является протяженной в пространстве. Такие устройства носят название процессоров с постоянным уровнем ложных тревог (ПУЛТ-процессоров, CA-CFAR — Cell-Averaging Constant False Alarm Rate)[1] с усреднением по ячейкам дальности.

Как будет показано далее в этой главе, в традиционных системах СДЦ часто используется тщательное регулирование динамического диапазона приемника в блоке УПЧ, обеспечивающее поддержание остатков пассивных помех на выходе

[1] В русскоязычной технической литературе CA-CFAR называют процессором с постоянным уровнем ложных тревог и обозначают как ПУЛТ. — *Прим. ред.*

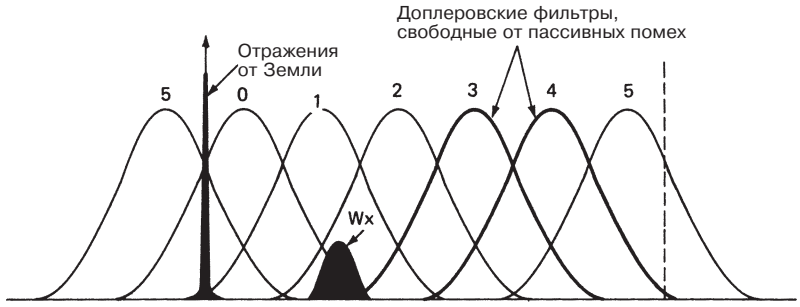


Рис. 2.9. Подавление сложных пассивных помех при использовании набора доплеровских фильтров

системы СДЦ на уровне собственного шума приемника или ниже. Ограничение динамического диапазона, однако, приводит к нежелательному эффекту расширения спектра пассивной помехи, в результате чего падает потенциально достижимое подавление помех.

В системах ОДЦ для последующего после фильтрации подавления остатков пассивных помех до уровня собственного шума приемника (или, наоборот, для увеличения порога обнаружения выше уровня остатков помех) используются одна или несколько карт МО с высоким разрешением. Это, в свою очередь, избавляет от необходимости ограничивать динамический диапазон ПЧ, который, таким образом, может быть установлен максимально возможным для используемого АЦП. Отмеченные особенности отвечают концепции системы, эффективность подавления пассивных помех которой ограничивается только стабильностью компонентов РЛС, динамическим диапазоном приемника/процессора сигналов и шириной спектра отраженных помех. Концепция формирования цифровой карты МО с высокой разрешающей способностью для подавления остатков пассивных помех связана с более ранними усилиями по созданию аналоговых систем СДЦ, использующих в качестве запоминающих устройств, например, вакуумные потенциалоскопы.

В публикации разработчиков из Линкольновской лаборатории [4] говорится, что в ОДЦ предусмотрено «...дополнительное регулирование порога для предотвращения возрастания ложных тревог, особенно от стай птиц. Каждая область площадью приблизительно 16 квадратных морских миль разделена на несколько областей по значению радиальной скорости. Порог в каждой области корректируется на каждом периоде сканирования так, чтобы достичь требуемой вероятности ложной тревоги без чрезмерного повышения порога. При этом даже малые самолеты могут быть обнаружены и переданы на сопровождение» [4].

В последующих разделах главы будут обсуждены различные аспекты проектирования систем ОДЦ. В частности, в разделе 2.10 будут рассмотрены проектирование и рабочие характеристики наборов доплеровских фильтров, а детальное обсуждение карт МО приведено в разделе 2.15. Вслед за первоначальной разработкой концепции систем ОДЦ в лаборатории Линкольна было создано множество систем ОДЦ, отличающихся в деталях от первоначальной концепции. Кроме того, в более новых системах СДЦ было принято использование карты МО для предотвращения возрастания остатков режекции помеховых сигналов вместо умышленного ограничения динамического диапазона.

2.3. Реакция фильтров подавления помех на сигналы движущихся целей

Амплитуда сигнала, отраженного от движущейся цели, на выходе системы СДЦ является функцией от радиальной скорости цели. Реакция описанной выше системы СДЦ на сигнал цели, нормированная к единичной мощности шумового сигнала, показана на рис. 2.10. Заметим, что выходной сигнал равен нулю при наблюдении неподвижной цели и целей, имеющих скорости ±89, ±178, ±267... узлов. Данные

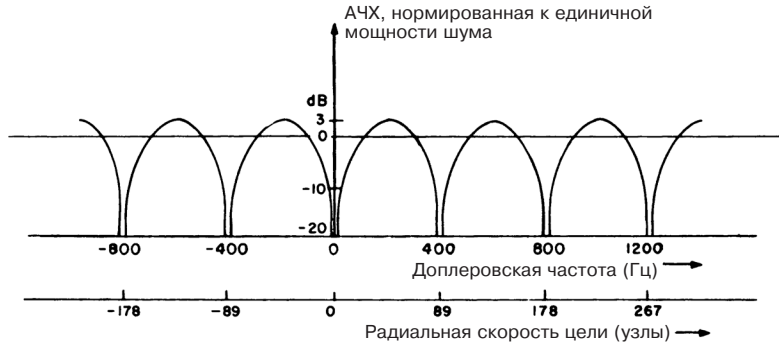


Рис. 2.10. Скоростная характеристика системы СДЦ для РЛС, работающей на несущей частоте 1300 МГц, с ЧПИ, равной 400 Гц

скорости, именуемые как *слепые скорости*, соответствуют перемещению цели за время между последовательными зондирующими импульсами на 0, ½, 1, 1½ ... длины волны. Такое перемещение приводит к тому, что принимаемый сигнал имеет фазовый сдвиг, равный точно 360° или кратный этому значению, при этом сигнал на выходе фазового детектора от импульса к импульсу не изменяется. Слепые скорости могут быть вычислены как

$$V_B = k\frac{\lambda \cdot f_r}{2} \quad k = \pm 0, 1, 2, \ldots, \tag{2.1}$$

где V_B — слепая скорость в метрах в секунду; λ — длина волны в метрах; f_r — частота повторения импульсов (ЧПИ) в герцах. Удобна другая форма записи данного уравнения

$$V_B[\text{узлов}] = k\frac{0{,}29 \cdot f_r}{f_{\text{ГГц}}} \quad k = \pm 0, 1, 2, \ldots, \tag{2.2}$$

где f_r — частота повторения импульсов (ЧПИ) в герцах; $f_{\text{ГГц}}$ — несущая частота в гигагерцах. Отметим, что амплитуды сигналов от цели, скорость которых лежит посередине между слепыми скоростями, превышают реакцию системы на шум с равномерным спектром.

По оси абсцисс можно отложить доплеровское смещение частоты цели, которое может быть определено из соотношения

$$f_d = \frac{2 \cdot V_R}{\lambda}, \tag{2.3}$$

где f_d — доплеровское смещение частоты в герцах; V_R — радиальная скорость цели в метрах в секунду и λ — длина волны в метрах. По графику на рис. 2.10 можно заметить, что доплеровские частоты, соответствующие слепым скоростям, кратны целым значениям ЧПИ.

2.4. Характеристики пассивных помех

Подавление пассивных помех, требуемое от РЛС СДЦ или ОДЦ, зависит от особенностей помеховой обстановки, специальных требований к обнаружению целей и основных характеристик проектируемой РЛС, таких как разрешающая способность по дальности и угловым координатам, а также рабочая частота. Способность РЛС подавлять пассивные помехи определяется модуляцией сигнала и его обработкой, доступным динамическим диапазоном и стабильностью параметров элементов РЛС. В этом параграфе будут рассмотрены некоторые из основных характеристик пассивных помех и их влияние на проектирование РЛС СДЦ.

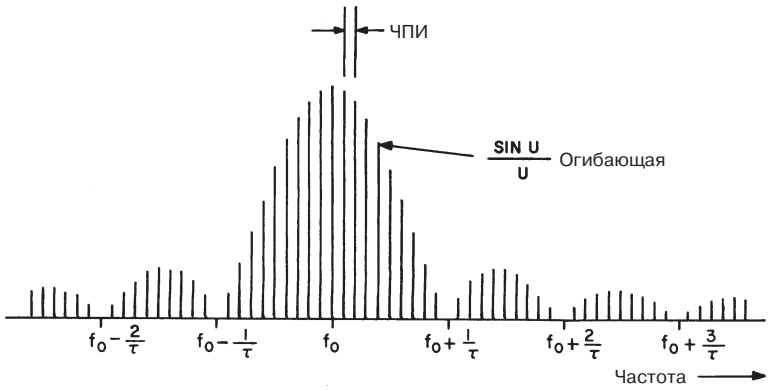


Рис. 2.11. Спектр зондирующего сигнала импульсного радиолокатора

Спектральные характеристики. Как отмечается в большинстве источников, при обсуждении спектральных характеристик пассивных помех предполагают (по умолчанию), что РЛС излучает немодулированные радиоимпульсы с постоянной частотой повторения. Спектр зондирующего сигнала такого импульсного радиолокатора, использующего простые прямоугольные радиоимпульсы длительностью τ, показан на рис. 2.11. Ширина его спектра с огибающей, изменяющейся по закону sin(U)/U, определяется длительностью зондирующего импульса, первые нули находятся на частотах $f_0 \pm 1/\tau$. Составляющие спектр спектральные линии отстоят друг от друга на частоту, равную ЧПИ. Данные линии соответствуют тем же частотам, что и нули АЧХ-фильтра СДЦ, показанной на рис. 2.10. Таким образом, фильтр теоретически будет полностью подавлять помехи с таким идеальным линейчатым спектром. На практике, однако, спектральные линии отражений расширяются вследствие движения помеховых отражателей (таких как качающиеся на ветру деревья или волны на морской поверхности), а также в результате сканирования антенны РЛС или перемещения носителя. Данное расширение спектра препятствует полному подавлению пассивных помех в системе СДЦ.

Раньше часто предполагалось, что отраженные пассивные помехи имеют гауссову форму спектральной плотности мощности, которая может быть охарактеризована среднеквадратическим отклонением σ_v и средней скоростью m_v, причем обе величины измеряются в метрах в секунду [6]. В соответствии с гауссовой моделью каждая из линий спектра на рис. 2.11 будет иметь огибающую:

$$S_G(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} \cdot \exp\left(-\frac{(f - m_f)^2}{2\sigma_f^2}\right), \tag{2.4}$$

которая в целях приведения к единичной мощности отнормирована, а параметры скорости движения преобразованы к частоте с использованием доплеровских соотношений

$$\begin{aligned} m_f &= \frac{2 \cdot m_v}{\lambda}, \\ \sigma_f &= \frac{2 \cdot \sigma_v}{\lambda}, \end{aligned} \tag{2.5}$$

где λ — длина волны РЛС. Вместо стандартного среднеквадратического отклонения σ_f энергетический спектр может быть определен шириной его полосы B_3 на уровне 3 дБ следующим образом:

$$S_G(f) = \frac{\sqrt{4 \cdot \ln(2)}}{\sqrt{\pi} \cdot B_3} \cdot \exp\left(-\frac{4 \cdot \ln(2) f^2}{B_3^2}\right), \tag{2.6}$$

где

$$B_3 = \sqrt{8 \cdot \ln(2)} \cdot \sigma_f = 2{,}3548 \cdot \sigma_f. \tag{2.7}$$

Ранние экспериментальные данные, которые привели к повсеместному принятию гауссовой модели [6], были получены на радиолокационном оборудовании с недостаточной стабильностью, а форма спектра иногда вычислялась по спектрам помеховых видеосигналов при квадратичном детектировании.

К середине 1970-х годов были получены новые экспериментальные результаты [7, 8], показавшие, что убывание спектра происходит медленнее, чем предсказано гауссовой моделью. Это привело к появлению новых моделей, основанных на полиномиальных представлениях спектра и использующих выражение

$$S_{\mathrm{POLY}}(f) = \frac{n \cdot \sin\left(\frac{\pi}{n}\right)}{\pi \cdot B_3} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{2|f|}{B_3}\right)^n}. \tag{2.8}$$

Форма спектра зависит от целого параметра n, равного или большего 4, чтобы существовали два первых спектральных момента. Используя типичное значение для этого спектра при $n = 4$, получим

$$S_{\mathrm{POLY}}(f) = \frac{\sqrt{8}}{\pi \cdot B_3} \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{2|f|}{B_3}\right)^4}. \tag{2.9}$$

Соотношение стандартного среднеквадратического отклонения этой спектральной плотности и ее ширины на уровне 3 дБ имеет вид

$$B_3 = 2 \cdot \sigma_f. \tag{2.10}$$

Принципиальной проблемой данной модели является то, что «хвосты спектра» соответствуют очень большим радиальным скоростям движения помеховых отражателей.

В течение 1990-х годов в лаборатории имени Линкольна Массачусетского технологического института была проведена обширная программа измерений с использованием очень стабильного радиолокационного оборудования при строго контролируемых условиях экспериментов [9]. Были получены более точные данные относительно спектров помеховых отражений от Земли. Эти новые результаты привели к следующей экспоненциальной модели спектров пассивных помех, отраженных земной поверхностью:

$$S_{\mathrm{EXP}}(f) = \frac{\ln(2)}{B_3} \cdot \exp\left(-\frac{2 \cdot \ln(2)}{B_3} \cdot |f|\right). \tag{2.11}$$

Здесь ширина спектра в 3 дБ может быть выражена через среднеквадратическое отклонение как

$$B_3 = \sqrt{2} \cdot \ln(2) \cdot \sigma_f = 0{,}9803 \cdot \sigma_f. \tag{2.12}$$

Биллингсли [9] использовал параметры g, ν_c и β соответственно для гауссовой, полиномиальной и экспоненциальной моделей спектра. Кроме того, для полиномиальной модели требуется задать параметр n. Эти параметры были выбраны так, чтобы упростить функциональное описание модели спектра. Параметры связаны с обычным среднеквадратическим отклонением ширины спектра, выраженным в метрах в секунду следующим образом:

$$\begin{aligned} g &= \frac{1}{2 \cdot \sigma_v^2} && \text{— гауссов спектр,} \\ v_c &= \sqrt{2 \cdot \ln(2)} \cdot \sigma_v && \text{— полиномиальный спектр с } n = 4, \\ \beta &= \frac{\sqrt{2}}{\sigma_v} && \text{— экспоненциальный спектр.} \end{aligned} \tag{2.13}$$

На рис. 2.12 приведены графики трех моделей спектров помех в предположении, что величина $\sigma_v = 0{,}25$ м/с, что соответствует средней силе ветра. Как отмечает

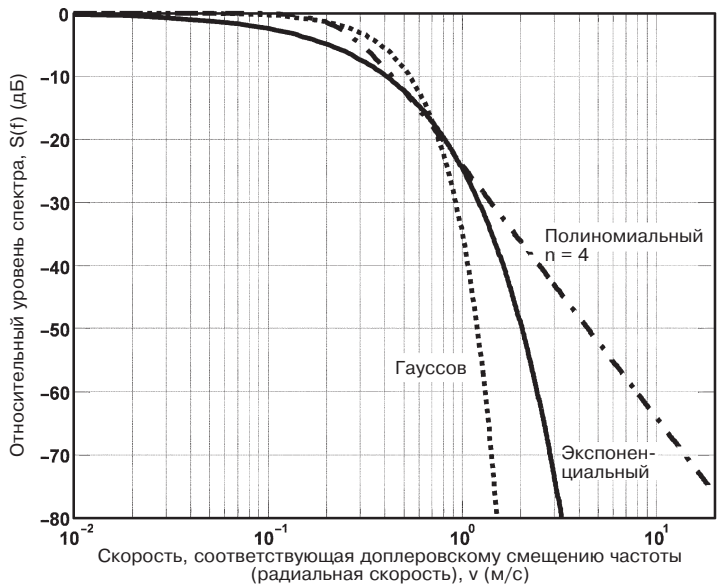


Рис. 2.12. Сравнение гауссовой, экспоненциальной и полиномиальной моделей спектров при среднеквадратическом отклонении $\sigma_v = 0{,}25$ м/с

Биллингсли в [9], эти три модели неплохо согласуются в верхних значениях 30—40 дБ диапазона их изменения, но заметно отличаются при малых значениях спектральной плотности пассивных помех.

В таблице 2.1 представлены экспериментальные значения ширины спектров пассивных помех от областей Земли, покрытых лесом, для различных скоростей ветра. В таблице указаны значения параметра Биллингсли β и соответствующие величины среднеквадратической ширины спектров в метрах в секунду. На рис. 2.13 показаны примеры реальных спектров пассивных помех от Земли. Параметр формы спектра β может быть оценен как наклон верхней части огибающей спектра в децибелах на метр в секунду, разделенный на 10/ln(10). Эти значения β представлены на рисунке.

Таблица 2.1. Экспериментальные значения параметров спектра помехи при различных состояниях ветра (*согласно Дж.Б. Биллингсли* [9] © *William Andrew Publishing Inc. 2002*)

Состояние ветра	Скорость ветра (узлов)	Параметр формы экспоненциальной модели β (м/с)$^{-1}$		Среднеквадратическая ширина спектра σ_v (м/с)	
		Типовое значение	Худший случай	Типовое значение	Худший случай
Легкий	1—7	12	—	0,12	—
Умеренный	7—15	8	—	0,18	—
Сильный	15—30	5,7	5,2	0,25	0,27
Штормовой	30—60	4,3	3,8	0,33	0,37

Величины среднеквадратических отклонений спектров пассивных помех, как следует из данных Биллингсли [9], вполне хорошо согласуются с предыдущими исследованиями. Можно с большой достоверностью заявить, что полиномиальная модель спектров пассивных помех от Земли слишком пессимистична в областях

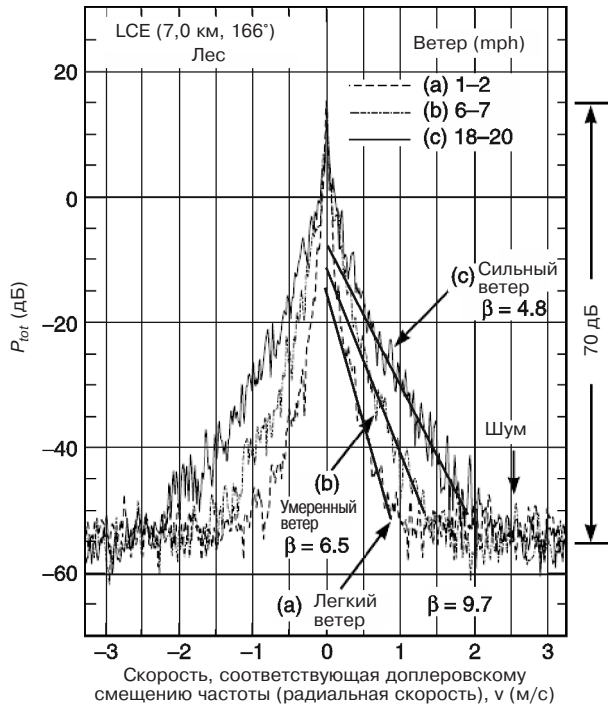


Рис. 2.13. Экспериментально полученные спектры пассивных помех от леса при различных скоростях ветра. Указаны оценки параметра β. (*Дж.Б. Биллингсли* [9], © *William Andrew Publishing Inc. 2002*): LCE — область мешающих отражений от Земли

спектров ниже –40 дБ и ее следует избегать при анализе РЛС с большим ослаблением мешающих отражений.

Экспоненциальная модель, представленная Биллингсли, довольно убедительна, и эта модель была широко принята как самая точная для оценки рабочих характеристик РЛС.

Сравнение гауссовой и экспоненциальной моделей на линейной шкале радиальных скоростей, как следует из графиков рис. 2.14, показывает, что различия в ширине спектров на очень низких уровнях (–80 дБ) составляют не более двух раз. При анализе эффективности систем СДЦ это, весьма вероятно, оказалось бы несущественным по сравнению с дополнительным расширением спектра помехи, вызванным сканированием. Таким образом, во многих случаях при анализе рабочих характеристик СДЦ и ОДЦ простая гауссова модель может быть использована и далее. В случае сомнения ширина спектра гауссовой модели могла бы быть удвоена для достижения допустимых границ.

Натансон и Рейли [10] показали, что расширение спектра помеховых отражений от дождя связано прежде всего с наличием отражений от турбулентностей и от границ между областями с резким изменением скорости ветра по высоте — это явление носит название сдвига ветра. Измерения показывают, что типичное среднее значение расширения спектра из-за турбулентности равно σ_{vt} = 1,0 м/с и σ_{vs} = 1,68 м/с из-за сдвига ветра по высоте (км). Для расчета расширения спектра, вызванного сдвигом ветра по высоте, удобно использовать формулу σ_{vs}= 0,04·R·θ_{el} м/с при условии, что дождь заполняет всю площадь вертикального сечения луча. Здесь R — дальность до полосы дождя в морских милях и θ_{el} — ширина односторонней диаграммы направленности антенны на уровне половинной мощности в вертикальной плоскости в градусах. Например, расчетное значение σ_{vs} для дождя, наблюдаемого с расстояния в 25 морских миль, при ширине луча по вертикали 4° составляет 4,0 м/с.

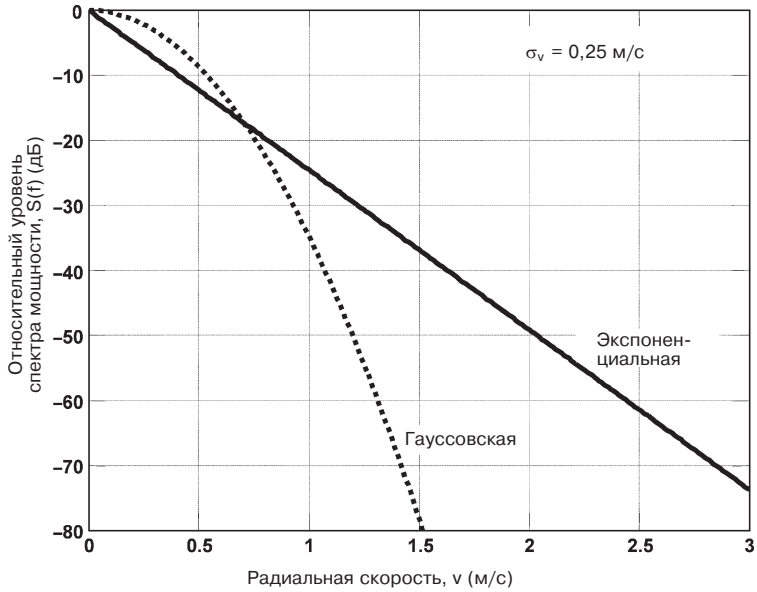


Рис. 2.14. Сравнение гауссовского и экспоненциального спектров по линейной шкале скорости

Полное расширение спектра тогда будет $\sigma_v = \sqrt{\sigma_{vt}^2 + \sigma_{vs}^2} = \sqrt{1{,}0^2 + 4{,}0^2} = 4{,}1$ м/с. Дождь и металлизированные отражатели (дипольные отражатели), кроме расширения спектра отраженных сигналов, описанного выше, имеют собственные средние скорости, которые необходимо учитывать при проектировании систем СДЦ.

Ширина спектра скоростей пассивных помех, измеряемых в метрах в секунду, не зависит от рабочей частоты РЛС. Среднеквадратическое отклонение спектра мощности пассивных помех σ_f в герцах равно

$$\sigma_f = \frac{2 \cdot \sigma_v}{\lambda} \text{ Гц}, \tag{2.14}$$

где λ — длина волны РЛС в метрах и σ_v — стандартное отклонение скорости помеховых отражателей в метрах в секунду.

Сканирование антенны также вызывает расширение спектра мощности пассивных помех вследствие амплитудной модуляции отраженных сигналов диаграммой направленности антенны [11]. В результате имеем следующее стандартное среднеквадратическое отклонение мощности пассивных помех, вызванное сканированием:

$$\sigma_f = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\pi} \cdot \frac{f_r}{n} = 0{,}265 \cdot \frac{f_r}{n} \text{ Гц}, \tag{2.15}$$

где f_r — ЧПИ и n — количество отраженных импульсов, принимаемых антенной на уровне не ниже 3 дБ ее диаграммы направленности только на прием. Это выражение было получено в предположении, что диаграмма направленности описывается гауссовой кривой, но оно несущественно зависит от реальной формы луча или используемой функции распределения мощности по апертуре антенны.

Вызванное сканированием расширение спектра, нормированное к частоте повторения импульсов, имеет вид

$$\sigma_f T = \frac{0{,}265}{n}, \tag{2.16}$$

где T — 1/ЧПИ — период повторения импульсов.

Общий спектральный эффект, наблюдаемый от собственных перемещений пассивных отражателей и от сканирования антенны, должен вычисляться как

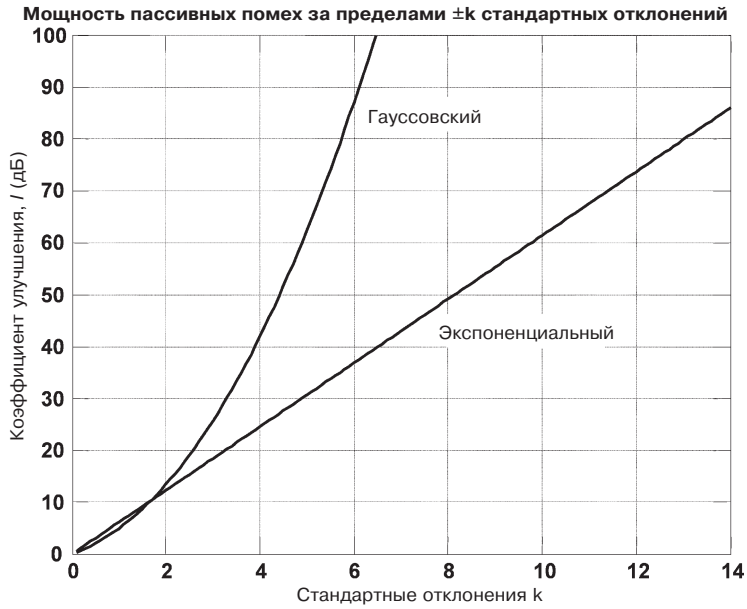


Рис. 2.15. Мощность пассивных помех в двухсторонних хвостах спектров в зависимости от границ полосы режекции в кратных значениях среднеквадратических отклонений

свертка расширений спектра, вызываемых каждым из двух факторов. Когда оба спектра имеют гауссову форму, результирующий спектр остается гауссовым со стандартным отклонением, которое является квадратным корнем из суммы квадратов каждого из стандартных отклонений.

Интегрируя двухсторонние «хвосты» гауссовых и экспоненциальных спектров за пределами *k*-кратного стандартного отклонения, можно найти грубую, но традиционную оценку ширины полосы режекции СДЦ, необходимую для достижения заданного коэффициента улучшения *I*. Такая кривая представлена на рис. 2.15, основанном на спектрах пассивных помех, показанных на рис. 2.14. Хотя этот подход справедлив только для идеального фильтра СДЦ с П-образной АЧХ в полосе пропускания, он может служить предварительным ориентиром для проектирования фильтров СДЦ.

Амплитудные характеристики. Для того чтобы точно предсказать характеристики системы СДЦ, необходимо точно знать амплитудные характеристики сигналов от неподвижных отражателей, на фоне которых наблюдается цель. Амплитуда данных сигналов зависит от размеров элемента разрешения РЛС и от частоты сигналов РЛС и ЭПО отражателей. Ожидаемую ЭПО неподвижных отражателей можно записать в виде произведения удельной ЭПР и объема или площади элемента разрешения конкретной РЛС.

Для наземных неподвижных отражателей при наблюдении целей наземной РЛС средняя ЭПО

$$\overline{\sigma} = A_c \cdot \sigma^0 = R \cdot \theta_{az} \frac{c \cdot \tau}{2} \cdot \sigma^0, \qquad (2.17)$$

где $\overline{\sigma}$ — средняя эффективная площадь отражения в метрах квадратных; A_c — площадь области, содержащей неподвижные отражатели, которая попадает в луч РЛС и элемент разрешения по дальности; R — расстояние до области, занятой неподвижными отражателями; θ_{az} — односторонняя ширина луча в азимутальной плоскости на уровне половинной мощности; c — скорость распространения электромагнитных волн; τ — длительность импульса РЛС; σ° — удельная ЭПР (ЭПР на единицу площади неподвижных отражателей).

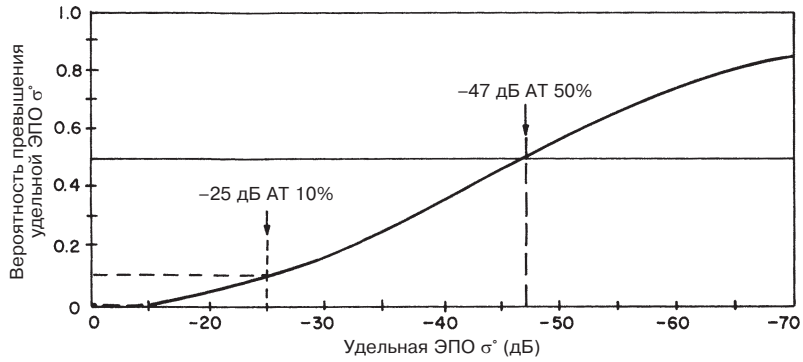


Рис. 2.16. Распределение удельной ЭПО наземных отражателей, типичное для сильных пассивных помех в S-диапазоне (*по данным работы Бартона* [12] © *IEEE, 1967*)

Для отражателей, находящихся в атмосфере, таких как облако металлизированных отражателей или дождь, средняя ЭПО

$$\overline{\sigma} = V_c \cdot \eta = R \cdot \theta_{az} \cdot \theta_{el} \cdot H \cdot \frac{c \cdot \tau}{2} \cdot \eta, \qquad (2.18)$$

где V_c — объем области, занятой отражателями, которая попадает в луч РЛС и элемент разрешения по дальности ($м^3$); η — ЭПО отражателей на единицу объема ($м^2/м^3$). Объем V_c может быть вычислен исходя из вертикального размера облака отражателей H (метры), азимутальной протяженности помех, попадающих в луч $R \cdot \theta_{az}$ и размера элемента разрешения по дальности $c \cdot \tau/2$. Если облако пассивных отражателей полностью перекрывает вертикальное сечение луча, то $H = R \cdot \theta_{el}$, где θ_{el} — ширина луча в вертикальной плоскости, R — дальность до области, занятой отражателями.

Следует отметить, что для наземных неподвижных отражателей величина σ° может существенно изменяться при переходе от одного элемента разрешения к другому. Типичное распределение σ° показано на рис. 2.16 [12]. Заимствованные из этого же источника данные для σ° и η приведены в таблице 2.2. Дополнительная информация о параметрах источников пассивных помех может быть найдена в работе Биллингсли [9].

Из-за неточности в предсказании σ° и η приведенные уравнения не включают коэффициент формы луча антенны. Более точные уравнения, относящиеся к оценке отражающей способности дождя метеорологическим радиолокатором, приведены в [13].

Кроме распределенных отражающих объектов существует большое число объектов, которые следует рассматривать как *точечные* (например радиовышки, антенны, водонапорные башни и здания). Средние значения ЭПР таких точечных объектов составляют от 10^3 до 10^4 $м^2$ с типовыми плотностями, показанными на рис. 2.18. Этот график позаимствован у Биллингсли [9], а дополнительные точки, обозначенные звездочкой, — из работы Уарда [14].

Рис. 2.17а представляет фотографию ИКО обзорной РЛС с разрешающей способностью 1,3° по азимуту и 300 м по дальности. Снимок получен в гористой области Лейкхед, провинция Онтарио, Канада. Диапазон отображаемых дальностей ИКО — 55 км. Пассивные помехи, превышающие минимально различимый сигнал (MPC, MDS — Minimum-Discernible Signal)[1] радиолокатора на 60 дБ, показаны на рис. 2.17б.

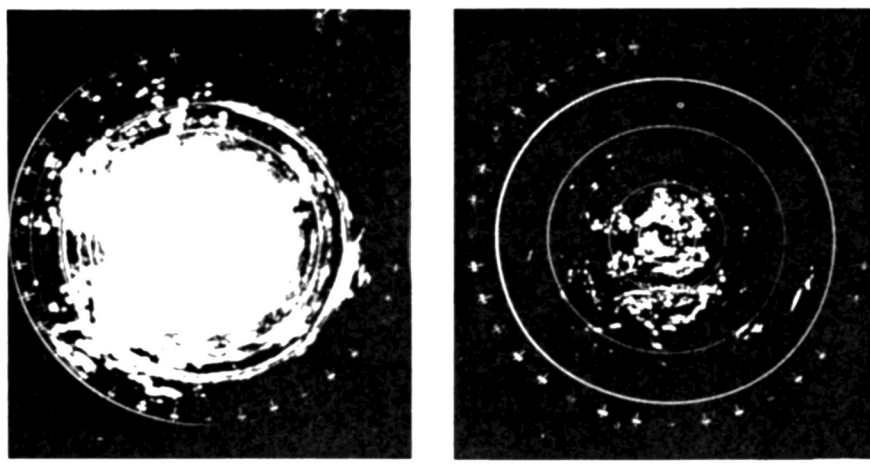
Отметим, что изображение имеет очень пятнистую структуру, определяемую отражениями как от крупных точечных, так и от распределенных отражающих

[1] В русскоязычной технической литературе MDS называют минимально различимым сигналом и обозначают как MPC. — *Прим. ред.*

Таблица 2.2. Типовые значения удельной ЭПР пассивных отражателей (*согласно Бартону* [12])

Вид помехи	Удельная ЭПР, λ, м, η, м$^{-1}$	Условия	Диапазон λ, м	Параметры помех для типовых условий			
				L 0,23	S 0,1	C 0,056	X 0,032
Земля (без точечных отражателей)	$\sigma^0 = \frac{0{,}00032}{\lambda}$ (в худшем случае 10%)		σ°, дБ	–29	–25	–22	–20
Точечные отражатели	$\sigma = 10^4$ м^2		σ, м^2	10^4	10^4	10^4	10^4
Море (K_B — волнение по шкале Бофорта, E — угол падения радиоволны)	σ° [дБ] = –64 + + 6K_B + (sin$E$) [дБ] – – λ [дБ]	$K_B = 4$ (волны 1,8 м); $E = 1^\circ$	σ°, дБ	–51,5	–47,5	–44,5	–42,5
Металлизированные отражатели (фиксированная объемная плотность)	$\eta = 3 \cdot 10^{-8}\ \lambda$		η, м$^{-1}$	7×10^{-9}	3×10^{-9}	$1{,}7\times10^{-9}$	10^{-9}
Дождь (r — интенсивность, мм/ч)	$\eta = 6 \cdot 10^{-14}\ r^{1,6}\ \lambda^{-4}$ (совпадающая поляризация)	r = 4 мм/ч	η, м$^{-1}$	2×10^{-10}	5×10^{-9}	5×10^{-8}	5×10^{-7}

объектов. Существенно, что распределенные объекты на такой фотографии уже не имеют очень большой протяженности. Склон горы на дальности 18,5 км между азимутальными направлениями на 5 и 7 часов (по циферблату часов) отображается лишь в виде линии. Если система СДЦ не была бы способна выделить на экране ИКО сигнал от самолета на фоне горы, то она сделала бы это в следующий период



а) *б)*

Рис. 2.17. Фотография ИКО с изображением гористой местности в радиусе 55 км: *а* — все отражения от местности; *б* — отражения, превышающие уровень шума системы на 60 дБ

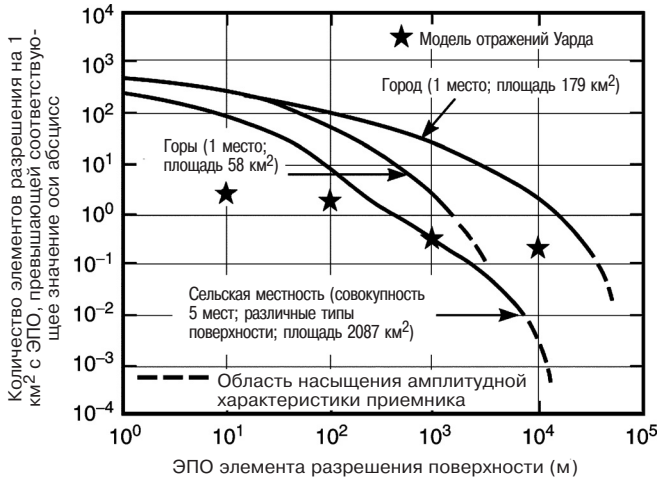


Рис. 2.18. Типовые плотности распределения ЭПО поверхностных отражателей (*по данным Дж.Б. Биллингсли* [9] © *William Andrew Publishing Inc. 2002*)

сканирования антенны, когда самолет переместился бы дальше или ближе. Разрешение на экране ИКО значительно хуже разрешения системы обработки сигнала, используемой в этой РЛС. Поэтому кажущаяся на экране сплошной область распределенных отражений от неподвижных объектов имеет много областей, где такие отражения слабы, но эти области не видны на фотографиях. В этих областях цель можно обнаружить, используя свойство, присущее РЛС с СДЦ, которое получило название различимости в просветах пассивных помех или межпомеховой видимости (определение свойства дано в разделе 2.5).

2.5. Термины и определения

Документ IEEE Standard Radar Definitions («Стандартные определения радиолокационных терминов ИИЭР») [15] дает полезные определения многих характеристик, необходимых для описания эффективности работы систем СДЦ и ОДЦ. Однако в некоторых случаях неопределенность первоначального определения и отсутствие разграничений между характеристиками систем при работе в условиях распределенных мешающих отражений и при воздействии точечных пассивных помех привели к неоднозначным интерпретациям некоторых терминов. В этом разделе будут рассмотрены и пояснены важнейшие определения, чтобы исключить потенциальную возможность их неоднозначной интерпретации. Для каждого термина будет цитироваться определение, данное IEEE, когда оно существует, с последовательным обсуждением.

Коэффициент улучшения. Определение IEEE коэффициента улучшения гласит: **коэффициент улучшения системы СДЦ** — отношение сигнал/помеха на выходе фильтра СДЦ, деленное на отношение сигнал/помеха на входе фильтра СДЦ, усредненное равномерно по всем предполагаемым радиальным скоростям цели. Синоним: **коэффициент улучшения отношения С/Ш**.

Это определение предполагает, что помеха однородно распределена в пространстве на протяжении многих элементов разрешения по дальности. В этом случае вышеупомянутое определение одинаково справедливо до и после сжатия импульса. В случае точечных мешающих отражений определение применимо только после сжатия импульса и может приводить к различным числовым оценкам коэффициента улучшения. Реальная трудность, связанная с этим определением, — отсутствие точного определения возможного диапазона доплеровских смещений частот отраженного сигнала и соответствующего ему диапазона радиальных скоростей,

который должен использоваться для «равномерного» усреднения. Первоначально предполагалось, что это усреднение проводится на частотном интервале, во много раз превышающем частоту повторения импульсов, поскольку имелись в виду классические РЛС с низкой частотой повторения импульсов, использующие единственный режекторный фильтр СДЦ. По этой причине данное определение коэффициента улучшения, приведенное во 2-м издании *«Справочника по радиолокации»*, использовало коэффициент усиления шума фильтром СДЦ как нормирующую величину. Широкое использование наборов доплеровских фильтров в современных РЛС, однако, привело к такому толкованию определения IEEE, в соответствии с которым усреднение отношения сигнал/помеха выполняется в узкой области вокруг частоты настройки доплеровского фильтра. В этом случае результат когерентного накопления сигнала в доплеровском фильтре автоматически добавляется к стандартной величине коэффициента улучшения и характеристики РЛС СДЦ получаются намного лучше.

Так как определение величины подавления помех часто необходимо для оценки ограничений, вызванных собственными аппаратурными нестабильностями РЛС, исключая улучшения, связанные с когерентным накоплением сигналов, иногда предпочтительнее использовать определение IEEE для коэффициента подавления помехи. В этой главе *коэффициент улучшения* и *коэффициент подавления помехи* будут использоваться как синонимы. Если требуется оценить эффективность системы СДЦ с учетом когерентного накопления, то будет использоваться термин «улучшение отношения сигнал/помеха».

Коэффициент подавления помехи. IEEE дает следующее определение:
«**коэффициент подавления помехи** в системах СДЦ — отношение сигнал/помеха на выходе процессора СДЦ, деленное на отношение сигнал/помеха на входе процессора СДЦ». *Примечание*: в системах СДЦ с когерентным накоплением сигналов единственное независимое от радиальной скорости цели значение коэффициента подавления помехи может быть получено путем вычисления его среднего значения для всех доплеровских фильтров. Таким образом, коэффициент подавления помехи равен коэффициенту улучшения системы СДЦ в предположении равномерного распределения скоростей цели.

В этом определении предполагается, что слово «процессор» относится к режекторному фильтру СДЦ или одному из фильтров, входящих в набор доплеровских фильтров. Следовательно, коэффициент подавления помехи может быть представлен выражением

$$CA = \frac{P_{\mathrm{CIN}}}{P_{\mathrm{COUT}}} \cdot \frac{P_{\mathrm{NOUT}}}{P_{\mathrm{NIN}}}, \tag{2.19}$$

где P_{CIN} и P_{COUT} — мощности сигнала на входе и выходе фильтра СДЦ соответственно и P_{NIN} и P_{NOUT} — соответствующие мощности шума (помехи). Как отмечено в определении IEEE, величина коэффициента подавления помехи может отличаться для разных фильтров из набора доплеровских фильтров в связи с различием в уровнях помехи и частотных характеристиках фильтров.

При обсуждении коэффициента улучшения было сделано неявное предположение, что помеха является стационарной и протяженной по дальности, а отраженные сигналы — стационарными и распределенными по амплитуде. В этом случае вышеупомянутые определения будут одинаково верны до и после операции сжатия импульсов. Для точечных мешающих отражателей, что часто используется в практических измерениях стабильности РЛС, определение коэффициента подавления должно было бы быть изменено следующим образом, чтобы обеспечить идентичные результаты.

Коэффициент подавления, точечные помехи — отношение полной энергии точечного источника пассивной помехи на входе процессора СДЦ к полной энергии остатков режекции этой помехи на выходе процессора, умноженное на коэффициент усиления процессором входного шума.

Коэффициент подавления точечных помех, вычисленный на основе этого определения, будет тем же самым для режекции, выполняемой до и после сжатия импульсов, и также будет равен его величине для распределенной помехи с идентичными спектральными характеристиками.

При практическом измерении коэффициента подавления помеховых отражений, создаваемых точечным источником, например уголковым отражателем, в соответствии с определением полная энергия должна быть проинтегрирована на входах и выходах всех доплеровских фильтров. Вычисление энергии лучше всего выполнять до сжатия импульса, так как точно известна продолжительность несжатого импульса и, следовательно, время интегрирования. Если это делается после сжатия импульса, то могут возникнуть неопределенности в интегрировании энергии в связи с протяженностью импульсной характеристики фильтра сжатия.

Улучшение отношения сигнал/помеха ($I_{С/П}$). В системах, использующих гребенку доплеровских фильтров, таких как ОДЦ, каждый доплеровский фильтр имеет собственный коэффициент усиления $G_C(f)$, зависящий от частоты. Обозначим его максимальное значение как $G_{C,max}$. Коэффициент усиления доплеровского фильтра равен увеличению отношения сигнал / тепловой шум между входом и выходом фильтра, что обусловлено когерентным суммированием отдельных отраженных сигналов. Коэффициенты когерентного усиления фильтров могут отличаться в связи с потенциальным различием характеристик самих фильтров. Когерентное усиление фильтра будет включать потери на рассогласованную фильтрацию, но не потери на расстройку между смежными фильтрами. Произведение коэффициента подавления помехи CA_i на коэффициент когерентного усиления $G_{C,max,i}$ для i-го доплеровского фильтра называется коэффициентом улучшения отношения сигнал/помеха (С/П, SCR — Signal-to-Clutter Ratio)[1]

$$I_{С/П,i} = CA_i \cdot G_{C\max,i}. \tag{2.20}$$

Это определение не было включено в *словарь IEEE* [15], вместо него обычно используется следующее определение:

«**улучшение отношения сигнал/помеха ($I_{С/П}$)** — отношение двух отношений: сигнал/помеха на выходе набора доплеровских фильтров и сигнал/помеха на его выходе, вычисляемое как функция доплеровского смещения частоты сигнала, отраженного от цели».

Это определение не предусматривает усреднения по доплеровской частоте или совокупности доплеровских фильтров, и оно не предлагает единого показателя качества для РЛС с доплеровским процессором, потому что каждый фильтр может иметь отличные от других коэффициенты подавления помехи и когерентного усиления.

Так как коэффициент когерентного усиления каждого доплеровского фильтра является функцией доплеровской частоты цели, среднее значение коэффициента улучшения сигнала к помехе может быть определено путем его усреднения по всем доплеровским фильтрам с учетом полосы пропускания каждого фильтра:

$$\bar{I}_{С/П} = \frac{1}{f_N - f_0}\left[\begin{array}{l}\displaystyle\int_{f_0}^{f_1} CA_0 \cdot G_{C,0}(f)\cdot df + \int_{f_1}^{f_2} CA_1 \cdot G_{C,1}(f)\cdot df + \\ + \ \ldots \ + \displaystyle\int_{f_{N-1}}^{f_N} CA_{N-1}\cdot G_{C,N-1}(f)\cdot df\end{array}\right]. \tag{2.21}$$

В качестве частот, задающих пределы интегрирования, могли бы логически быть выбраны точки пересечения частотных характеристик смежных доплеровских фильтров. Это выражение уже учитывает потери, связанные с расстройкой смежных фильтров, и представляет единый показатель эффективности доплеровского процессора. В целях упрощения вычисления *усредненное значение улучшения отношения сигнал/помеха* может быть определено как

$$\bar{I}_{С/П,i} = \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{N-1} CA_i \cdot G_{C\max,i}, \tag{2.22}$$

из которой должны был вычтены потери, обусловленные межфильтровой расстройкой.

[1] В русскоязычной технической литературе вместо термина «Signal-to-Clutter Ratio» (SCR) используется термин «сигнал/помеха», который обозначают как (С/П). — *Прим. ред.*

Коэффициент подпомеховой видимости (ППВ, SCV — Subclutter Visibility)[1]. Определение IEEE коэффициента подпомеховой видимости гласит:
«**подпомеховая видимость** — отношение, показывающее, во сколько раз мощность сигнала цели может быть меньше, чем мощность одновременно приходящей с ним помехи, при условии обеспечения заданных вероятностей правильного обнаружения цели и ложной тревоги». *Примечание:* мощности сигнала цели и помехи измеряются по отражениям от одного зондирующего импульса, и все скорости цели равновероятны.

Подпомеховая видимость (ППВ) радиолокационной системы является критерием способности обнаружить сигналы движущейся цели на фоне мешающих отражений. РЛС с ППВ в 20 дБ может обнаружить самолет в помехах, мощность которых в 100 раз превышает мощность отраженного от него сигнала. Заметьте, что в вышеупомянутом определении неявно предполагается, что и сигнал, и помеха наблюдаются после сжатия импульса. Коэффициент подпомеховой видимости двух радиолокаторов, работающих в одинаковых внешних условиях, не может быть единственным критерием эффективности их работы в помехах, потому что отношение сигнал/помеха для каждой РЛС обратно пропорционально размеру его элемента разрешения и может быть функцией рабочей частоты. Таким образом, РЛС с длительностью импульса 10 мкс и шириной луча 10° должна была иметь подпомеховую видимость, на 20 дБ большую, чем РЛС с импульсом длительностью 1 мкс и шириной луча 1°, для равных возможностей обнаружения целей в пространственно протяженной помехе.

Подпомеховая видимость радиолокатора, выраженная в децибелах, меньше, чем коэффициент улучшения на коэффициент помеховой видимости *V*ос (см. определение ниже).

Межпомеховая видимость (МПВ, ICV — Interclutter Visibility)[2]. IEEE дает следующее определение:
«**межпомеховая видимость** — способность радиолокатора обнаружить движущиеся цели в элементах разрешения между областями сильных пассивных помех; обычно относится к системам СДЦ или импульсно-доплеровским РЛС». *Замечание*: чем выше разрешающая способность РЛС по дальности и/или по угловым координатам, тем лучше межпомеховая видимость.

Межпомеховая видимость (МПВ) характеризует способность РЛС обнаружить цель в просветах сильных мешающих отражений благодаря пространственной неравномерности этих отражений и достаточно высокой разрешающей способности РЛС. Радиолокатор с высоким разрешением делает возможным обнаружение движущейся цели в промежутках между областями сильных помех, где отношение сигнал/помеха достаточно для обнаружения даже в случае, когда коэффициент подпомеховой видимости, вычисляемый исходя из средней мощности помех, относительно невысок. Межпомеховая видимость возможна, если одновременно реализована процедура стабилизации уровня ложных тревог (ПУЛТ), способная оперативно регулировать вероятность ложных обнаружений в условиях меняющейся мощности остатков режекции сильной пассивной помехи. В старых системах СДЦ механизм ПУЛТ был реализован с помощью автоматического ограничения усиления УПЧ, в более поздних ОДЦ — на основе карт МО с высоким разрешением. Количественное определение межпомеховой видимости еще не сформулировано.

Потери на рассогласование фильтра. IEEE дает следующее определение:
«**потери на рассогласование фильтра** — потери в отношении сигнал/шум на выходе данного фильтра относительно отношения сигнал/шум на выходе согласованного фильтра».

Максимальное отношение сигнал/шум на выходе фильтра с памятью на N входных импульсов равно увеличенному в N раз отношению сигнал/шум одного входного импульса в предположении, что у всех импульсов одинаковая средняя амплитуда. Если используется весовая обработка перед суммированием в целях

[1] В русскоязычной технической литературе SCV называют подпомеховой видимостью и обозначают как ППВ. — *Прим. ред.*

[2] В русскоязычной технической литературе **ICV** называют межпомеховой видимостью и обозначают как МПВ. — *Прим. ред.*

подавления помехи или управления боковыми лепестками частотной характеристики фильтра, то выходное отношение сигнал/шум будет меньше максимального. Потери на рассогласование фильтра — это величина уменьшения выходного отношения сигнал/шум, вызванная операцией взвешивания. У трехимпульсного фильтра СДЦ с биномиальными весами потери на рассогласования фильтра составляют 0,51 дБ. Потери на рассогласования четырехимпульсного компенсатора с биномиальными весами равны 0,97 дБ.

Коэффициент видимости в помехах. IEEE так определяет этот коэффициент: «**коэффициент видимости в помехах** — отношение сигнал/помеха на входе обнаружителя (автоматической схемы), при котором обеспечивается заданная вероятность правильного обнаружения цели, и в условиях фиксированной вероятности ложной тревоги». *Замечание:* в системах СДЦ это отношение сигнал/помеха после режектора или доплеровской фильтрации.

Коэффициент видимости в помехах показывает, во сколько раз сигнал цели должен превышать остаток режекции помехи, чтобы обнаружение цели состоялось с заданной вероятностью при ограниченном уровне ложных тревог. Система должна установить порог обнаружения, который определяется по остаткам помех, приводящим к возникновению ложных тревог, вероятность которых он не фиксирует.

2.6. Расчеты коэффициента улучшения

Используя подход, предложенный Бартоном [17], можно получить выражения для максимального значения коэффициента улучшения I для пассивных помех с гауссовой формой спектра и нулевым частотным смещением. Эти выражения для трех типов КИХ-фильтров СДЦ с биномиальными весовыми коэффициентами (см. раздел 2.8) могут быть записаны в виде

$$I_1 \approx 2\left(\frac{f_r}{2\pi\sigma_f}\right)^2, \tag{2.23}$$

$$I_2 \approx 2\left(\frac{f_r}{2\pi\sigma_f}\right)^4, \tag{2.24}$$

$$I_3 \approx \frac{4}{3}\left(\frac{f_r}{2\pi\sigma_f}\right)^6, \tag{2.25}$$

где I_1 — коэффициент улучшения для когерентного компенсатора с одним элементом задержки; I_2 — коэффициент улучшения когерентного компенсатора с двумя линиями задержки; I_3 — коэффициент улучшения когерентного компенсатора с тремя задержками; σ_f — среднеквадратическая ширина спектра мощности пассивных помех в герцах; f_r — ЧПИ в герцах. Если значения σ_f ширины спектра помех (2.15), зависящей от сканирования, подставить в приведенные выше уравнения для I, получим предельные значения I с учетом сканирования:

$$I_1 \approx \frac{n^2}{1{,}39}, \tag{2.26}$$

$$I_2 \approx \frac{n^4}{3{,}84}, \tag{2.27}$$

$$I_3 \approx \frac{n^6}{16{,}0}. \tag{2.28}$$

Данные зависимости в виде графиков представлены на рис. 2.19. При выводе представленных соотношений предполагалось, что приемный тракт РЛС — линейный. Это означает, что огибающая напряжения отраженных сигналов на выходе приемника в процессе сканирования антенной точечной цели воспроизводит

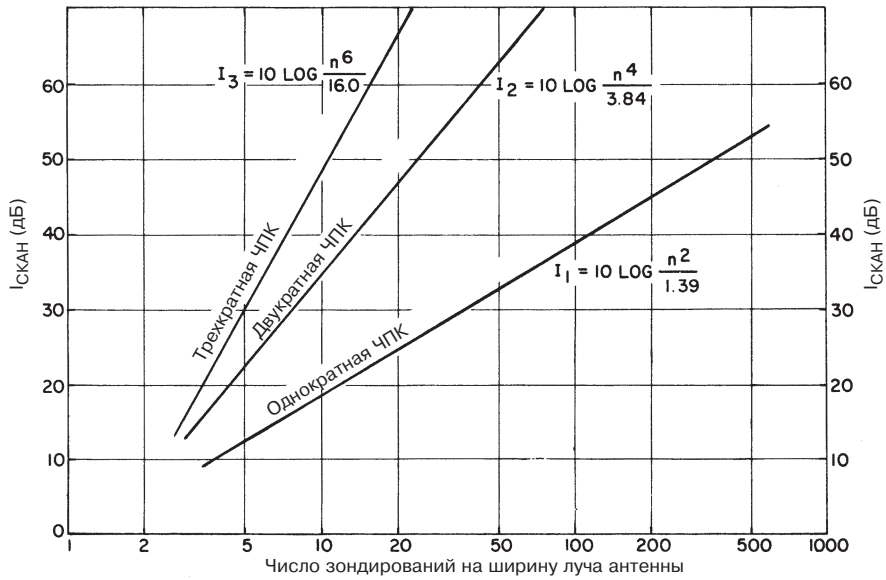


Рис. 2.19. Теоретические значения коэффициента улучшения СДЦ, ограниченные модуляцией мешающих отражений из-за сканирования антенны; гауссова ДНА; n — число импульсов, отраженных от цели и принятых антенной с шириной диаграммы направленности антенны, определяемой на РЛС за время ее наблюдения

форму результирующей (на прием и передачу) ДНА по напряжению. Предположение о линейности системы может быть неприменимым для некоторых практических систем СДЦ, в которых за время прохождения цели диаграммой направленности число принятых импульсов относительно мало, как это описано в разделе 2.11.

Ограничения, связанные со сканированием, не относятся к системам, в которых можно осуществить дискретное сканирование, таким как фазированные антенные решетки. Заметим, однако, что необходимо принять определенное количество импульсов, чтобы инициализировать фильтр прежде, чем будут получены желаемые сигналы на выходе. Например, в случае трехкратного компенсатора трехкратной ЧПК с биномиальными весовыми коэффициентами первые два отраженных импульса инициализируют компенсатор, а желаемый сигнал на выходе не будет достигнут до тех пор, пока не будет принят третий импульс. Обратная связь или фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтры) не могут использоваться в системах при дискретном сканировании из-за продолжительного времени установления переходных процессов в них.

Ограничения, накладываемые на коэффициент I вследствие воздействия собственных флуктуаций пассивных помех, можно определить, подставляя соответствующее значение σ_f в (2.23—2.25). Учитывая, что $\sigma_f = 2\sigma_v/\lambda$, где σ_v — среднеквадратический разброс скоростей отражателей, предельные значения I могут быть представлены в виде графиков для различных пассивных помех как функция длины волны λ и ЧПИ f_r. На рис. 2.20, 2.21 и 2.22 представлены зависимости для компенсаторов с биномиальными весовыми коэффициентами с одной, двумя и тремя линиями задержки (для одно-, двух- и трехкратных ЧПК). Значения V_B определяют первую слепую скорость движения цели по отношению к РЛС (или точку, соответствующую первой слепой скорости при использовании системы с вобуляцией частоты повторения импульсов, в случае если вобуляция не использовалась). Данные для коэффициента улучшения, показанного на этих рисунках для дождя и металлизированных отражателей (дипольных пассивных отражателей), приводятся при условии, что средняя радиальная скорость дождя

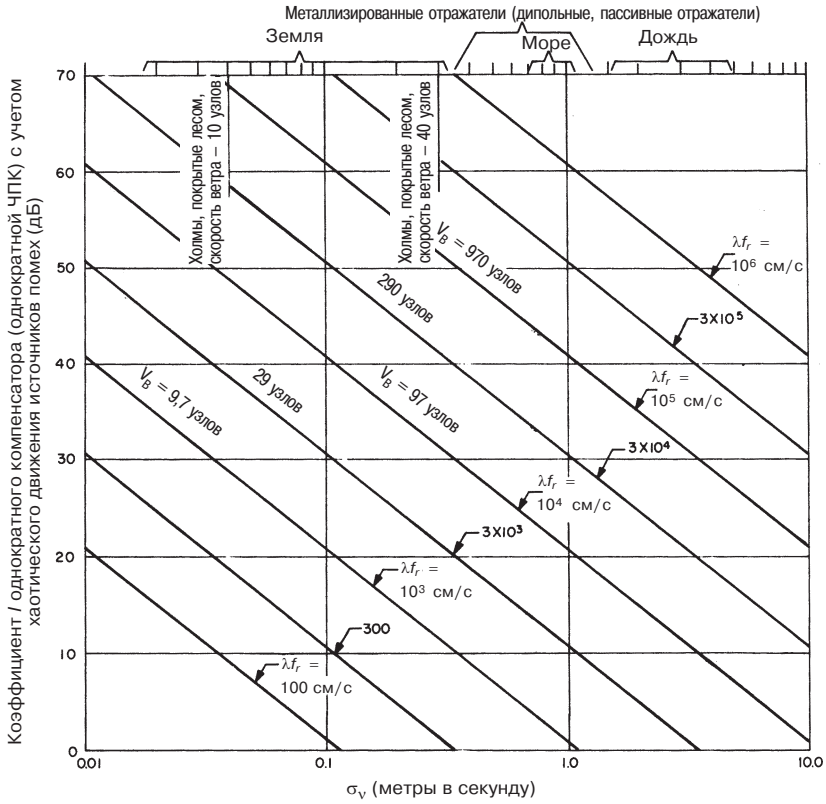


Рис. 2.20. Зависимость коэффициента улучшения СДЦ от среднеквадратического разброса скоростей движения пассивных отражателей для двухимпульсного компенсатора (однократной ЧПК) с биномиальными весовыми коэффициентами

и облака отражателей была скомпенсирована так, что спектры помех были сосредоточены в центре полосы режекции компенсатора. Если же такая компенсация не осуществляется, то СДЦ обеспечит незначительное улучшение отношения сигнал/помеха для дождя и облака отражателей или улучшение будет вовсе отсутствовать.

Два следующих ограничения на величину I связаны с эффектом вобуляции ЧПИ в сочетании с расширением спектра пассивных помех, вызванных сканированием и неравномерным движением отдельных частей облака дипольных помеховых отражателей. Эти ограничения, изображенные на рис. 2.23 и 2.24, применимы ко всем компенсаторам, как однократным, так и многократным. (Происхождение этих ограничений и способы их преодоления с помощью переменной во времени весовой обработки описаны в параграфе «Методика выбора параметров вобуляции» в разделе 2.8.)

2.7. Оптимальное проектирование фильтров подавления помех

Статистическая теория обнаружения сигналов на фоне нормально распределенного шума является необходимой основой оптимального проектирования радиолокационных фильтров пассивных помех. Данные теоретические результаты важны для проектировщика реальных систем СДЦ или ОДЦ, поскольку дают возможность

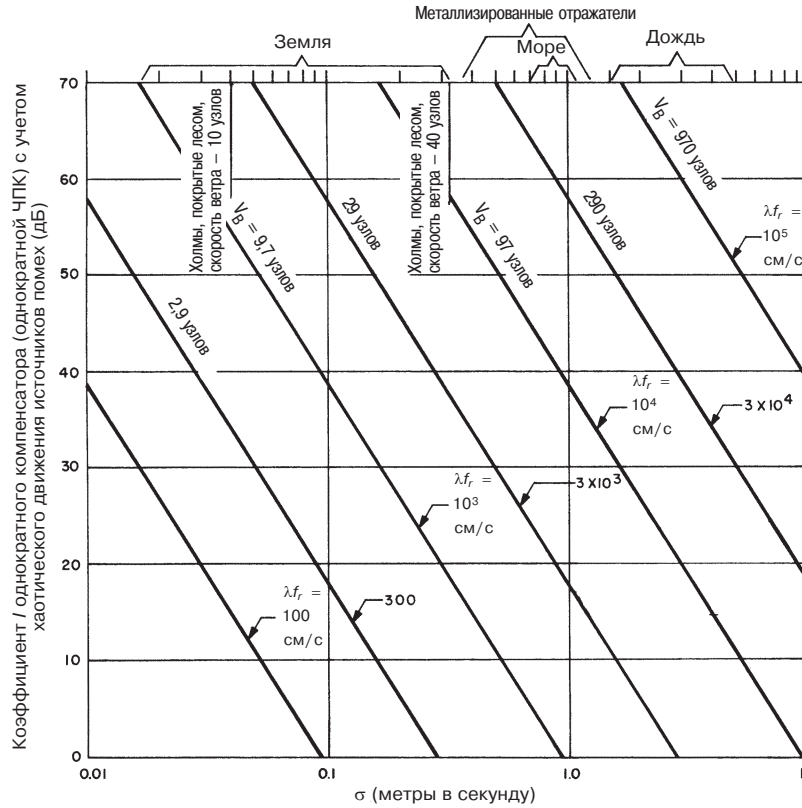


Рис. 2.21. Зависимость коэффициента улучшения СДЦ от среднеквадратического разброса скоростей движения пассивных отражателей для трехимпульсного компенсатора (однократной ЧПК) с биномиальными весовыми коэффициентами

оценить предельно достижимые границы эффективности в полностью заданной помеховой обстановке. Следует отметить, что вследствие крайней нестабильности параметров реальных отражений от пассивных помех (уровень мощности, доплеровское смещение, форма и ширина спектра и т.д.) любая попытка фактически приблизиться по эффективности обнаружения целей на фоне пассивных помех к характеристикам оптимальных фильтров требует использования адаптивных методов. Адаптивные методы предполагают оценку неизвестных статистических свойств пассивных помех, чтобы впоследствии использовать их при настройке соответствующего оптимального фильтра. Пример такой адаптивной системы СДЦ рассмотрен в разделе 2.14.

Для одиночного импульса РЛС длительностью несколько микросекунд доплеровское смещение частоты, вызванное движением самолета, составляет небольшую часть ширины спектра сигнала, поэтому и обычная СДЦ, и импульсно-доплеровская обработка неприменимы. Хорошо известно, что классический согласованный фильтр одиночного сигнала обеспечивает оптимальные характеристики обнаружения РЛС, когда сигнал принимается на фоне белого шума. Для пассивных помех, имеющих такой же спектр, как и спектр зондирующего импульса РЛС, согласованный фильтр больше не является оптимальным, но потенциальное увеличение отношения сигнал/помеха на выходе даже модифицированного оптимального фильтра обычно незначительно.

Когда длительность излученного сигнала РЛС (непрерывного или импульсного), то есть периодической последовательности N идентичных импульсов,

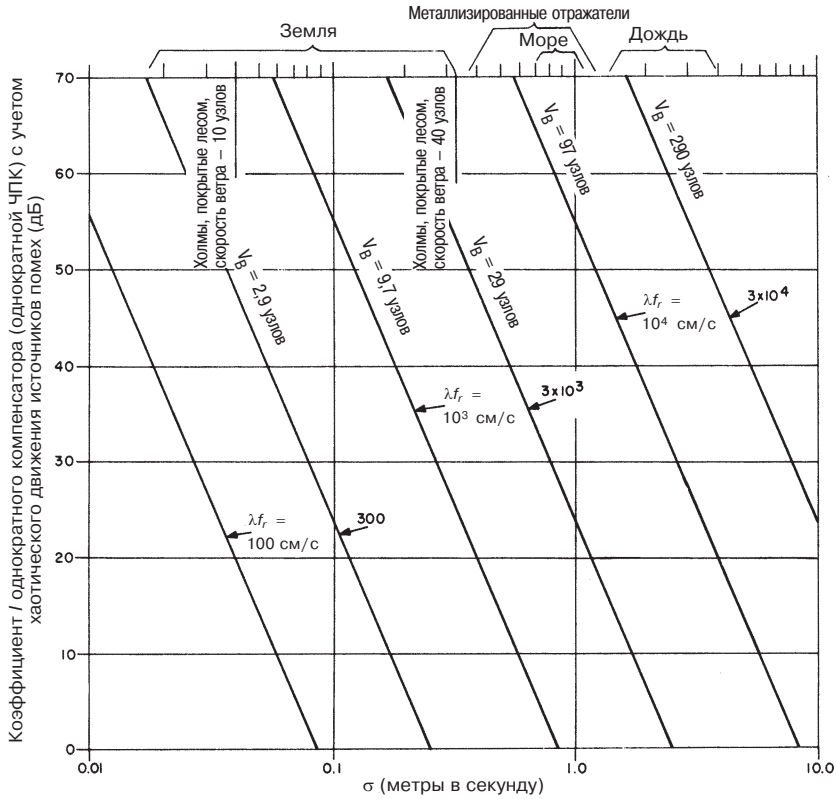


Рис. 2.22. Зависимость коэффициента улучшения СДЦ от среднеквадратического разброса скоростей движения пассивных отражателей для четырехимпульсного компенсатора (трехкратной ЧПК) с биномиальными весовыми коэффициентами

сопоставима или больше, чем величина, обратная доплеровскому смещению частоты сигнала цели, различия между обычным согласованным фильтром (или когерентным интегратором) и фильтром, оптимизированным для подавления имеющихся пассивных помех, становятся существенными. Характеристики пассивных помех могут быть описаны ковариационной матрицей Φ_C последовательности N помеховых отражений. Если энергетический спектр пассивной помехи обозначить $S_C(f)$, а соответствующую автокорреляционную функцию — как $R_C(t_i - t_j)$, то элементы Φ_C могут быть определены следующим образом:

$$\Phi_{ij} = R_C(t_i - t_j), \tag{2.29}$$

где t_i — время излучения i-го импульса. Например, для пассивной помехи с гауссовой формой спектра имеем

$$S_G(f) = P_C \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_f} \cdot \exp\left[-\frac{(f - f_d)^2}{2 \cdot \sigma_f^2}\right], \tag{2.30}$$

где P_C — полная мощность помехи, σ_f — среднеквадратическое отклонение ширины спектра помехи и f_d — среднее доплеровское смещение пассивной помехи. Соответствующая автокорреляционная функция —

$$R_C(\tau) = P_C \cdot \exp(-4\pi\sigma_f^2\tau^2) \cdot \exp(-j2\pi f_d\tau), \tag{2.31}$$

где τ — время между двумя последовательными отсчетами помехи.

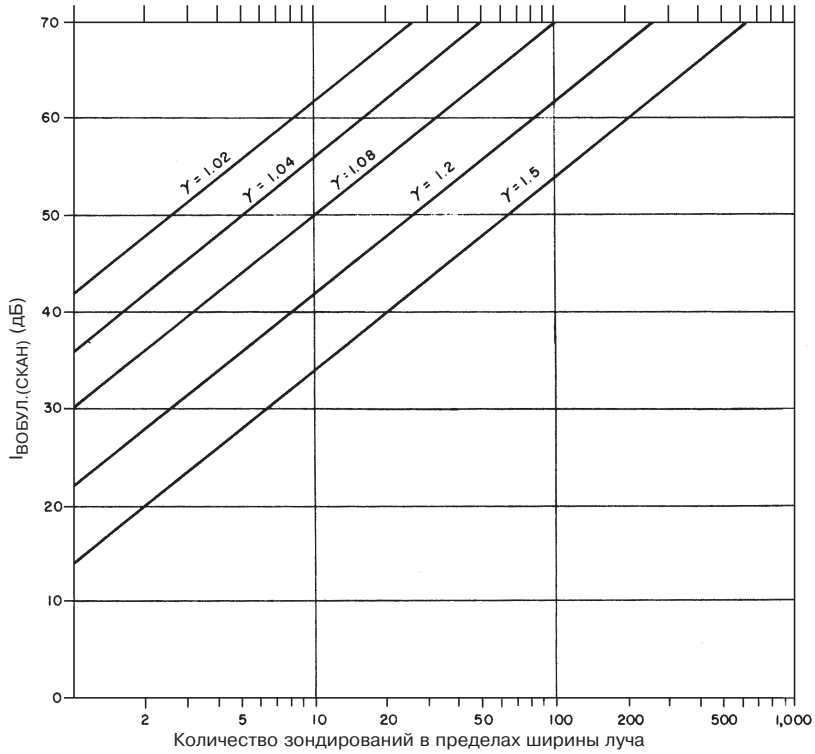


Рис. 2.23. Приближенные предельные значения коэффициента улучшения СДЦ, ограниченные вобуляцией периода повторения импульсов в сочетании со сканированием (для всех типов компенсаторов): I(дБ) = = 20 lg[2,5n/(γ – 1)]; γ – отношение максимального периода повторения импульсов к минимальному

Для двух отсчетов помехи, разделенных периодом повторения импульсов T, комплексный коэффициент корреляции

$$\rho_T = \exp(-4\pi\sigma_f^2 T^2) \cdot \exp(-j2\pi f_d T). \tag{2.32}$$

Второй сомножитель в этом выражении представляет фазовый сдвиг, вызванный доплеровским смещением частоты помеховых отражений.

Если доплеровское смещение цели известно, отраженный от цели сигнал может быть представлен N-мерным вектором:

$$s = A_S \cdot \mathbf{f}, \tag{2.33}$$

где A_S — амплитуда сигнала, а элементы вектора **f** равны $f_i = \exp[j2\pi f_s \cdot t_i]$. С учетом приведенного описания сигнала и пассивной помехи, как было показано в [18], оптимальный доплеровский фильтр будет иметь весовые коэффициенты

$$\mathbf{w}_{\text{OPT}} = \Phi_C^{-1} \cdot \text{s}. \tag{2.34}$$

Тогда выражение для улучшения отношения сигнал/помеха можно записать в виде

$$I_{\text{С/П}} = \frac{\mathbf{w}_{\text{OPT}}^T \cdot \mathbf{s} \cdot \mathbf{s}^{T*} \cdot \mathbf{w}_{\text{OPT}}^*}{\mathbf{w}_{\text{OPT}}^T \cdot \Phi_C \cdot \mathbf{w}_{\text{OPT}}^*}, \tag{2.35}$$

где символ «*» обозначает комплексное сопряжение, а верхний индекс T — оператор транспонирования. На рис. 2.25 показан пример зависимости улучшения

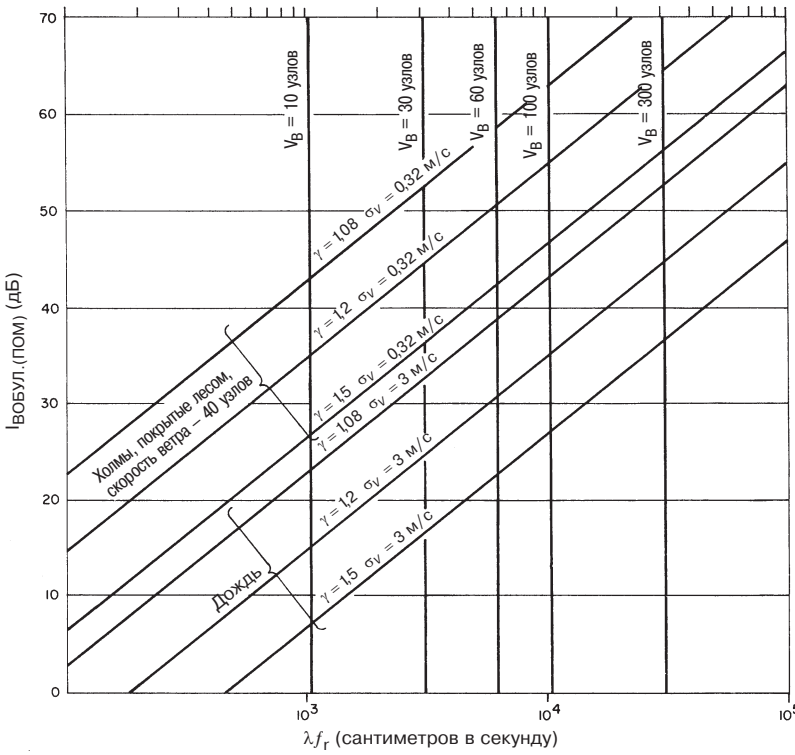


Рис. 2.24. Приближенные предельные значения коэффициента улучшения СДЦ, ограниченные вобуляцией периода повторения импульсов и неравномерностью движения отдельных частей облака отражателей (для всех типов компенсаторов): I[дБ] = 20lg[0,33λ f_r /(γ – 1)σ_V]; γ – отношение максимального периода повторения импульсов к минимальному

отношения сигнал/помеха от доплеровской частоты цели при оптимальной фильтрации. Предполагалось, что пассивная помеха имеет нулевое доплеровское смещение частоты и гауссовскую огибающую спектра мощности при нормированной ширине спектра $\sigma_f T$ = 0,1. Интервал когерентной обработки был принят равным девяти импульсам, а отношение мощности пассивных помех к собственному тепловому шуму полагалось равным 100 дБ, что позволило не учитывать влияние шума.

Следует иметь в виду, что выражение (2.34) для оптимальных весовых коэффициентов приведет к различным результатам для каждого доплеровского смещения частоты сигнала, отраженного от цели, так, что потребуется большое количество параллельных фильтров, чтобы обеспечить максимальную эффективность, даже когда характеристики пассивных помех точно известны. В качестве примера на рис. 2.25 показана зависимость $I_{\text{С/П}}$ оптимального фильтра одной цели, доплеровская частота которой отмечена точкой А. Приблизительно ±5%-е отклонение от предполагаемой доплеровской частоты приводит к значительному падению эффективности ниже максимально возможной (оптимальной).

Горизонтальной пунктирной прямой на рис. 2.25 показан средний уровень улучшения отношения сигнал/помеха. Этот уровень соответствует среднему значению кривой максимального улучшения отношения сигнал/помеха за весь доплеровский интервал и может рассматриваться как показатель качества многоканального доплеровского процессора, в какой-то мере аналогичный коэффициенту улучшения системы СДЦ, определенному для единственного режекторного фильтра. На рис. 2.26 представлена зависимость усредненного по доплеровской частоте

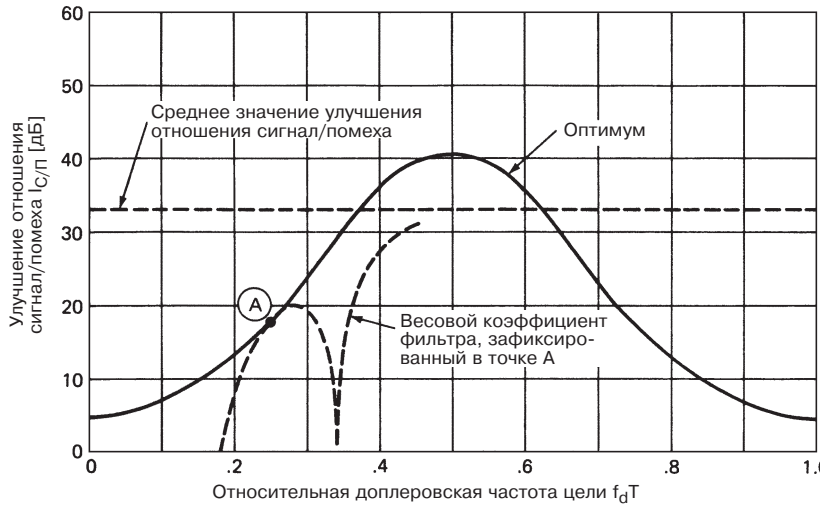


Рис. 2.25. Оптимальное значение коэффициента улучшения отношения сигнал/помеха $I_{C/П}$ для пассивных помех с гауссовой формой спектра и интервалом когерентной обработки девять импульсов; отношение помеха / собственный шум = 100 дБ

максимального значения $I_{C/П}$ от относительной ширины спектра помехи, вычисленного для нескольких различных значений интервалов когерентной обработки. Эти результаты могут использоваться в качестве отправной точки при практическом проектировании устройств доплеровской обработки, как описано в разделе 2.9. Заметим, что при $\sigma_f T \approx 1$ среднее значение улучшения отношения сигнал/помеха происходит только вследствие когерентного суммирования всех импульсов на интервале когерентной обработки.

Проектирование фильтров систем СДЦ может основываться также на критерии максимального улучшения отношения сигнал/помеха на определенной

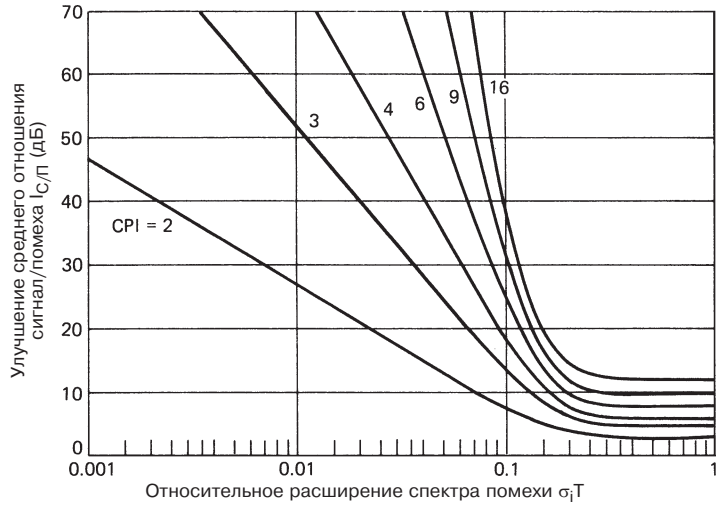


Рис. 2.26. Справочные кривые усредненного максимального улучшения отношения сигнал/помеха для пассивной помехи с гауссовой формой спектра

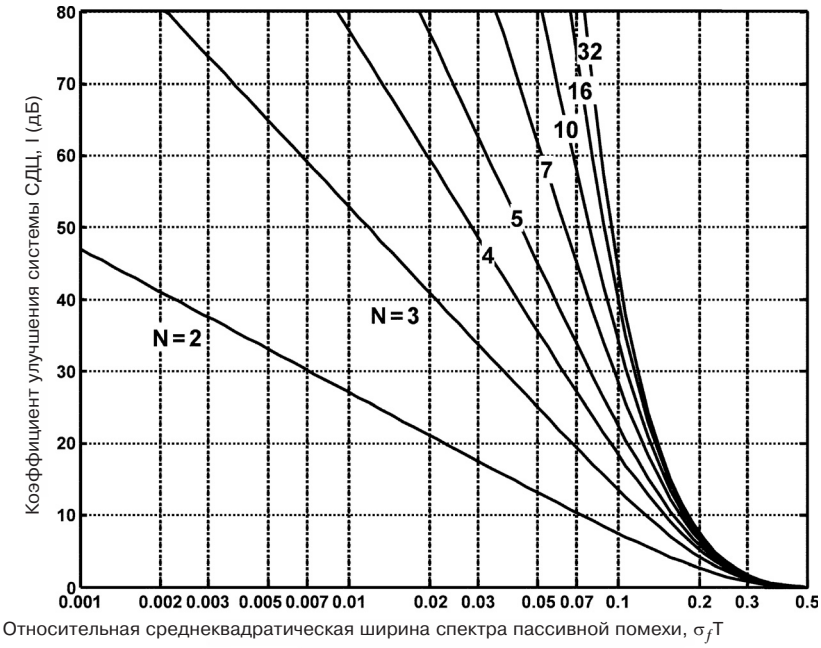


Рис. 2.27. Оптимальный коэффициент улучшения для гауссовой модели спектра пассивной помехи

доплеровской частоте. Такое проектирование, однако, обычно обеспечивает квазиоптимальную обработку на всех других доплеровских частотах цели. Единственным исключением является двухимпульсный компенсатор СДЦ (однократная ЧПК) [19], который обеспечивает оптимальную фильтрацию на всех доплеровских частотах целей.

Более привлекательным подходом к проектированию фильтров системы СДЦ является подход, основанный на максимизации коэффициента улучшения или коэффициента подавления пассивной помехи. И в этом случае исходной точкой при проектировании оптимальных фильтров систем СДЦ является ковариационная матрица помеховых отражений (2.29). Как показано Кейпоном [20], веса оптимального фильтра СДЦ могут быть найдены как собственный вектор, соответствующий самому малому собственному значению ковариационной матрицы пассивных помех, и коэффициент улучшения системы СДЦ равен обратной величине самого малого собственного значения. На основании этого подхода был вычислен оптимальный коэффициент улучшения для трех моделей спектров пассивных помех от Земли, описанных в разделе 2.4.

На рис. 2.27 показана зависимость оптимального коэффициента улучшения от относительной среднеквадратической ширины спектра для гауссовского спектра пассивных помех в предположении, что среднее значение спектра равно нулю. Вычисления проводились для компенсаторов систем СДЦ порядка N от 2 до 32.

Для полиномиального спектра пассивных помех оптимальный коэффициент улучшения показан на рис. 2.28 как функция относительной среднеквадратической ширины спектра с нулевым средним значением.

Наконец, для экспоненциальной модели спектра пассивной помехи оптимальный коэффициент улучшения показан на рис. 2.29 тоже как функция относительной среднеквадратической ширины спектра с нулевым средним значением.

На рис. 2.30 сравниваются коэффициенты улучшения системы СДЦ, использующей оптимальные веса, и фильтров СДЦ с биномиальными весовыми коэффициентами для различных значений относительной ширины спектра пассивной

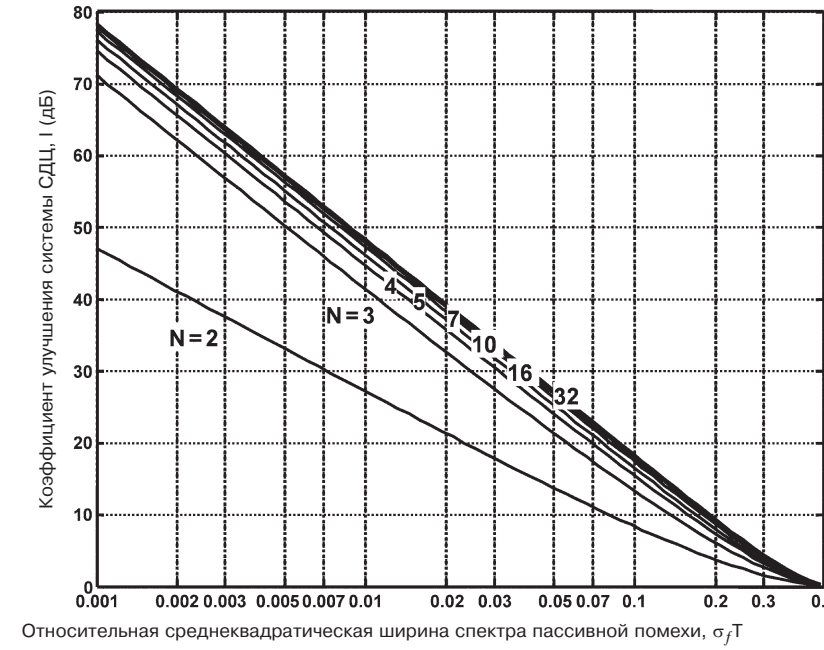


Рис. 2.28. Оптимальный коэффициент улучшения для полиномиальной модели спектра пассивной помехи

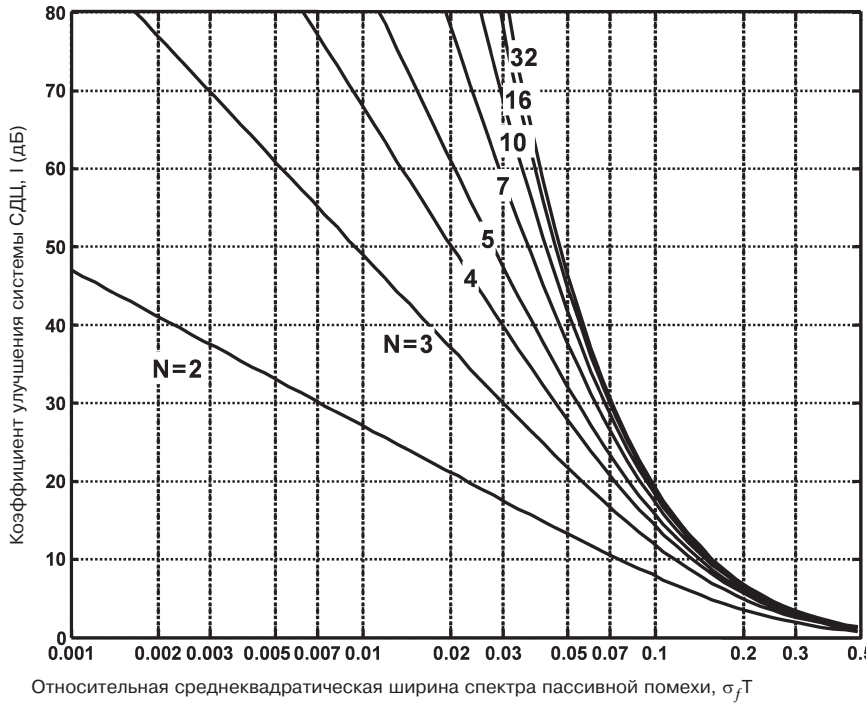


Рис. 2.29. Оптимальный коэффициент улучшения для экспоненциальной модели спектра пассивной помехи

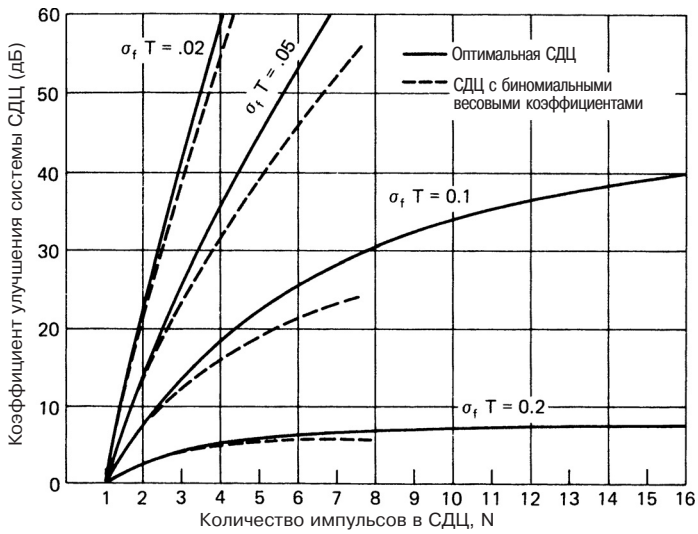


Рис. 2.30. Сравнение коэффициентов улучшения систем СДЦ с биномиальными весовыми коэффициентами и оптимальной для гауссовой огибающей спектра пассивной помехи

помехи. Коэффициенты улучшения показаны как функции количества импульсов на интервале когерентной обработки. Эти результаты снова получены в предположении о гауссовой форме спектра пассивной помехи. Для типичного количества импульсов на интервале обработки (три—пять) фильтры с биномиальными коэффициентами являются в высшей мере устойчивыми и имеют характеристики эффективности, которые отличаются от оптимальных всего на несколько децибел. Снова следует отметить, что любая попытка проектирования компенсатора СДЦ, близкого по эффективности к оптимальному, потребовала бы использования адаптивных методов, которые оценивают характеристики пассивной помехи в режиме реального времени. Если эта оценка ошибочна, то фактические характеристики эффективности могут опускаться ниже характеристик компенсатора СДЦ с биномиальными весовыми коэффициентами.

2.8. Проектирование фильтров для систем СДЦ

Структурные схемы СДЦ, показанные на рис. 2.2 и 2.3, отклики которых подробно обсуждались в разделе 2.3, предполагали использование компенсаторов с одним элементом задержки*. Для того чтобы изменить частотную характеристику системы СДЦ, предназначенной для обнаружения целей с различными скоростями, можно использовать несколько элементов задержки и/или ввести обратную связь, соединяющую выход и вход линии задержек. Фильтры только с прямой связью называют фильтрами с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтрами), фильтры, которые имеют обратную связь, называют фильтрами с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ-фильтрами) или рекурсивными фильтрами. Фильтры с большим количеством элементов задержки имеют более широкую полосу режекции пассивных помех, чем фильтры с единственной линией задержки. В эту более широкую полосу режекции попадает большая часть

* *Элементы* задержки исполняют роль межимпульсной памяти в фильтре СДЦ. КИХ-фильтр с одной линией задержки — это двухимпульсный фильтр. Фильтры с обратной связью (БИХ-фильтры) неуместно называть фильтрами с двумя импульсами (или с тремя импульсами и т.д.), потому что им требуется большое количество импульсов для достижения стационарного состояния.